

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior - Leganés



PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

**DISEÑO DE LÍNEAS
MAGNETOINDUCTIVAS Y
ELECTROINDUCTIVAS PARA ETIQUETAS
RFID**

AUTOR: Álvaro González Moreno

TUTOR: Francisco Javier Herraiz Martínez

Leganés, 2015

Título: Diseño de líneas magnetointeractivas y electroinductivas para etiquetas RFID

Autor: Álvaro González Moreno

Tutor: Francisco Javier Herraiz Martínez

EL TRIBUNAL

Presidente: Sergio Llorente Romano

Vocal: Gregorio López López

Secretario: Alejandro Rivera Lavado

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 21 de Diciembre de 2015 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de:

Presidente

Secretario

Vocal

Agradecimientos

En primer lugar quiero dejar palabras de agradecimiento a Javier, mi tutor, por su enorme paciencia conmigo, por ser una persona sencilla y cercana y por ser capaz de comunicar toda clase conocimientos técnicos con extraordinaria claridad.

A mi familia, por su amor durante todos estos años y por darme la oportunidad de cursar estudios superiores y llegar a ser ingeniero.

A Raquel, por ser una persona maravillosa y hacerme feliz todos los días de mi vida.

A mi gatita, porque una mascota también puede ser parte de la familia. La querré siempre.

A los amigos que hice durante mi paso por la universidad, grandes personas que conocí y con los que he vivido momentos inolvidables.

A mis amigos de siempre, porque simplemente lo he pasado brutal con ellos durante todos estos años.

A todos ellos, gracias de corazón.

También quería mencionar al sistema público de enseñanza, en este caso universitaria, sin el cual, probablemente no habría tenido la oportunidad de estudiar ingeniería. La docencia y la investigación pública no es un gasto, es una inversión y además es obligación del estado garantizarla y un derecho de sus ciudadanos.

Resumen

La identificación automática de objetos incrementa la productividad en entornos en los que se ha de realizar con asiduidad, como en cadenas logísticas o en superficies comerciales. Históricamente, la identificación se ha basado en los conocidos códigos de barras. Estos sistemas son de muy bajo coste. No obstante, presentan un importante inconveniente: su reducido rango espacial de funcionamiento, que obliga a realizar un esfuerzo extra en acercar el lector y/o los objetos.

Los sistemas RFID, acrónimo inglés de identificación por radiofrecuencia, también realizan la labor de identificación automática y constan básicamente de un lector y un conjunto de identificadores o *tags*. Su modo de funcionamiento es el siguiente: el lector interroga al tag mediante la radiación de una señal electromagnética y éste manda una señal de vuelta modulada en función de su identificador. Los sistemas RFID superan el problema del rango de funcionamiento. No obstante, su implantación es aún menor, puesto que los costes de fabricación de los tags son superiores.

Existen muchos tipos de tags. Los que incorporan un chip presentan una serie de ventajas, pero entre ellas no se encuentra su coste. En este proyecto se ha estudiado el diseño tags de bajo coste, sin chip y totalmente pasivos a partir de elementos en tecnología microstrip.

El modo de funcionamiento escogido ha sido el basado en reflectometría en el dominio del tiempo, en el que la señal devuelta por el tag se codifica como un tren de pulsos. Trabajando en frecuencias de microondas, resulta difícil conseguir que los pulsos no se solapen temporalmente entre sí. Para evitarlo, generar pulsos lo suficientemente cortos complica y encarece el sistema, por lo que la solución elegida ha sido la de retardar la transmisión de los pulsos. En este trabajo se han estudiado líneas de retardo basadas en ondas magneto-inductivas y electro-inductivas.

A partir del estudio de las líneas de retardo, se han diseñado y simulado tags RFID de dos y tres bits. Además, en la búsqueda de algún valor añadido en los tags RFID que los códigos de barras no pudieran ofrecer, se ha propuesto el diseño de tags con sensores pasivos integrados. Concretamente, se ha propuesto un diseño que incluye un sensor resistivo de temperatura para su telemedida en el lector RFID.

Palabras clave: identificación por radiofrecuencia, tags RFID de bajo coste, reflectometría en el dominio del tiempo, líneas de retardo, sensores pasivos.

Abstract

Automatic identification of objects allows productivity increase in environments in which it has to be made regularly, like in supply chains or commercial spaces. Historically, identification has been made by means of the well-known optical barcodes. However, this kind of systems presents a problem: its reduced spatial operating range involves an extra effort to move the objects closer to the reader.

RFID systems, acronym for radiofrequency identification, also make automatic identification tasks and they consist of a RFID reader and a set of identifiers or tags. The operating mode is as follows: the reader interrogates a tag by means of an EM signal and the tags sends back a signal, modulated according to its identity. RFID systems avoid the spatial operating range issue of optical barcodes systems. However, they have not been yet massively implemented because the fabricating costs are bigger.

There are many types of tags. Those that incorporate a chip present some advantages, but their cost is too high compared to the barcodes one. In this work, low cost and fully passive chip-less tags in microstrip technology have been analyzed and designed.

The chosen operating mode is based on time-domain reflectometry in which the signal sent back by the tag is modulated by means of a pulse train. At microwave frequencies, it is difficult to avoid the overlapping in time between the pulses. To address this issue, generating short pulses may be too complicated and expensive, so the chosen solution has consisted of delaying the pulses. In this work, delay lines based on magneto-inductive and electro-inductive waves have been proposed.

Based on the delay lines study, two sets of RFID tags of two and three bits, respectively, have been designed and simulated. In order to look for an added value to the RFID tags that barcodes could not offer, the design of a tag with an integrated passive sensor has been analyzed. A temperature resistive sensor and its telemetry in the RFID reader have been proposed.

Keywords: radiofrequency identification, low cost chip-less tags, time-domain reflectometry, delay lines, passive sensors.

Índice

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos.....	2
1.3	Estructura de la memoria	3
2	Introducción a la tecnología RFID	5
2.1	Sistemas RFID	5
2.2	Industrias y aplicaciones con tecnología RFID	6
2.3	Bandas de operación en RFID	9
2.4	Breve clasificación de tags RFID sin chip.....	10
2.4.1	Tags con reflectometría en el dominio del tiempo	11
2.4.2	Tags con codificación en su respuesta espectral	12
2.4.3	Tags basados en modulación de amplitud y/o fase.....	14
2.5	Tecnología escogida para el proyecto.....	15
3	Propagación de señales en líneas magnetointductivas.....	17
3.1	Transductores planos de ondas magnetointductivas	17
3.1.1	Frecuencia de resonancia de un SSRR	19
3.1.2	Modelo de propagación de las MIW	19
3.1.3	Capacidad de almacenamiento de una línea de MIW.....	21
3.2	Transductores planos de ondas electroinductivas	22
4	Diseño y simulación de una línea MIW	25
4.1	Líneas microstrip	25
4.2	Diseño de la línea MIW	26
4.3	Simulación de la línea MIW	33
4.4	Resultados de simulación.....	36
4.5	Conclusiones	39
5	Diseño y simulación de una línea EIW	41
5.1	Dualidad electromagnética	41

5.2	Diseño de una línea de EIW	42
5.3	Simulación de la línea de EIW	45
5.4	Comparativa entre líneas MIW y EIW	47
5.5	Conclusiones	49
6	Líneas MIW y EIW en banda ISM-2.45GHz como líneas de retardo para tags RFID	51
6.1	Línea MIW	52
6.2	Línea EIW	56
6.3	Ancho de banda	61
6.4	Resultados experimentales	63
6.4.1	Línea MIW	64
6.4.2	Línea EIW	66
6.5	Conclusiones	67
7	Tags RFID basados en líneas MIW	69
7.1	Tags de 2 bits	69
7.1.1	Codificación de la información	69
7.1.2	Señales del sistema	70
7.1.3	Diseño de los tags	73
7.1.4	Simulación y resultados obtenidos	76
7.1.5	Acondicionamiento de señal para la decodificación	78
7.2	Tags de 3 bits	81
7.2.1	Codificación de la información	81
7.2.2	Diseño de los tags	82
7.2.3	Simulación y resultados obtenidos	85
7.3	Conclusiones	89
8	Inclusión de sensores en tags RFID	91
8.1	Sensores resistivos para telemida de temperatura	91
8.2	Diseño y simulación de un tag RFID con un elemento resistivo a modo de sensor	92
8.3	Caracterización de un termistor comercial para su integración con un tag RFID	96
8.4	Conclusiones	101
9	Conclusiones y líneas futuras	103
9.1	Conclusiones	103
9.2	Líneas futuras	105

Índice de figuras

Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema RFID típico	6
Figura 2.2. Sistemas RFID en peajes.....	7
Figura 2.3. Sistema RFID en ferrocarriles de EEUU en los años 80	7
Figura 2.4. Sistemas RFID en aeropuertos	8
Figura 2.5. Sistemas RFID en supermercados.....	8
Figura 2.6. Sistemas RFID en hospitales.....	9
Figura 2.7. Esquema de ejemplo basado en reflectometría en el dominio del tiempo	12
Figura 2.8. Esquema de ejemplo basado en la respuesta espectral de tags con una frecuencia.....	13
Figura 2.9. Esquema de ejemplo basado en la respuesta espectral de tags con combinación de frecuencias.....	13
Figura 2.10. Esquema de ejemplo basado en modulación de fase.....	14
Figura 3.1. Resonador en anillo circular, CSRR.....	18
Figura 3.2. Resonador en anillo cuadrado, SSRR.....	18
Figura 3.3. Dimensiones de un SSRR.....	19
Figura 3.4. SSRR dual	23
Figura 4.1. Estructura de una línea microstrip.....	26
Figura 4.2. Relación entre periodo del array y gap entre SSRR.....	27
Figura 4.3. Onda estacionaria de una línea en CA.....	31
Figura 4.4. Longitud líneas microstrip.....	31
Figura 4.5. Dimensiones de los puertos de las líneas microstrip.....	32
Figura 4.6. Línea de MIW I	33
Figura 4.7. Línea de MIW II.....	33
Figura 4.8. Modos propagados por las líneas microstrip de entrada y salida	36
Figura 4.9. Parámetro de reflexión de la línea de MIW.....	36
Figura 4.10. Parámetro de transmisión de la línea de MIW	37
Figura 4.11. Retardo de grupo de la línea de MIW	38
Figura 5.1. Plano de masa de una línea EIW.	43

Figura 5.2. Posición líneas de entrada/salida respecto a los CSSRR.....	44
Figura 5.3. Línea EIW con los CSSRR superpuestos.....	45
Figura 5.4. Parámetro de reflexión de la línea EIW	46
Figura 5.5. Parámetro de transmisión de la línea EIW	46
Figura 5.6. Retardo de grupo de la línea EIW	46
Figura 5.7. Parámetro de adaptación línea MIW y línea EIW.....	47
Figura 5.8. Parámetro de transmisión línea MIW y línea EIW	48
Figura 5.9. Retardo de grupo líneas MIW y línea EIW	49
Figura 6.1. Parámetros S de la línea MIW a 2.45GHz	52
Figura 6.2. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz.....	53
Figura 6.3. Adaptación de la línea MIW a 2.45GHz para diferentes periodos.....	53
Figura 6.4. Transmisión de la línea de MIW a 2.45GHz para diferentes periodos	54
Figura 6.5. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz para diferentes periodos .	55
Figura 6.6. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea de MIW	56
Figura 6.7. Parámetros S de la línea MIW a 2.45GHz.	57
Figura 6.8. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz.....	57
Figura 6.9. Adaptación de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos.....	58
Figura 6.10. Transmisión de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos	58
Figura 6.11. Retardo de grupo de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos.	59
Figura 6.12. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea EIW	60
Figura 6.13. Comparativa retardo de grupo en función del periodo de array.....	61
Figura 6.14. Evolución del ancho de banda con el periodo del array.....	63
Figura 6.15. Adaptación líneas MIW fabricada y simulada	64
Figura 6.16. Transmisión líneas MIW fabricada y simulada.....	65
Figura 6.17. Retardo línea MIW fabricada	65
Figura 6.18. Adaptación líneas EIW fabricada y simulada	66
Figura 6.19. Transmisión líneas EIW fabricada y simulada.....	67
Figura 7.1. Esquema de transmisión-recepción sistema RFID	70
Figura 7.2. Pulso gaussiano	72
Figura 7.3. Tag 00.....	73
Figura 7.4. Tag 01	74
Figura 7.5. Tag 10.....	75
Figura 7.6. Tag 11	75

Figura 7.7. Señal reflejada - Tag 00.....	76
Figura 7.8. Señal reflejada - Tag 01.....	77
Figura 7.9. Señal reflejada - Tag 10.....	77
Figura 7.10. Señal reflejada - Tag 11.....	78
Figura 7.11. Detector de envoltente básico.....	79
Figura 7.12. Señal gaussiana reflejada y envoltente tras procesado	80
Figura 7.13. Demodulación tags RFID 2 bits	80
Figura 7.14.Tags 000 y 001	83
Figura 7.15.Tags 010 y 011	84
Figura 7.16.Tags 100 y 101	84
Figura 7.17.Tags 110 y 111	85
Figura 7.18. Señal reflejada - Tag 000.....	85
Figura 7.19. Señal reflejada - Tag 001.....	86
Figura 7.20. Señal reflejada - Tag 010.....	86
Figura 7.21. Señal reflejada - Tag 011.....	86
Figura 7.22. Señal reflejada - Tag 100.....	87
Figura 7.23. Señal reflejada - Tag 101.....	87
Figura 7.24. Señal reflejada - Tag 110.....	87
Figura 7.25. Señal reflejada - Tag 111.....	88
Figura 7.26. Demodulación tags RFID 3 bits	89
Figura 8.1. Tag con inclusión de sensor resistivo.....	93
Figura 8.2. Amplitud reflejada en función de la resistencia del termistor I.....	94
Figura 8.3. Amplitud reflejada en función de la resistencia del termistor II	94
Figura 8.4. Amplitud reflejada en función del termistor en su región lineal	95
Figura 8.5. Curva característica de un termistor NTC	97
Figura 8.6. Resistencia frente a temperatura para diferentes termistores	98
Figura 8.7. Variación de resistencia para el termistor y rango de temperatura elegidos	99
Figura 8.8. Amplitud reflejada por el tag en función de la temperatura.....	101

Índice de tablas

Tabla 2.1. Frecuencias de operación RFID	10
Tabla 4.1. Dimensiones de los SSRR	27
Tabla 4.2. Propiedades del sustrato de las líneas	28
Tabla 4.3. Cálculo de parámetros microstrip	30
Tabla 4.4. Parámetros de simulación – línea MIW	35
Tabla 4.5. Retardo de propagación en diferentes medios	39
Tabla 5.1. Resumen comparativo entre líneas MIW y EIW.	49
Tabla 6.1. Dimensiones SSRR a 2.45GHz	51
Tabla 6.2. Nivel de pérdidas en función del periodo de array – línea MIW	54
Tabla 6.3. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea MIW	55
Tabla 6.4. Nivel de pérdidas en función del periodo de array – línea EIW	59
Tabla 6.5. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea de EIW	59
Tabla 6.6. Evolución del ancho de banda con el periodo del array – Línea MIW	62
Tabla 6.7. Evolución del ancho de banda con el periodo del array – Línea EIW	62
Tabla 6.8. Líneas MIW fabricada y simulada	66
Tabla 6.9. Líneas EIW fabricada y simulada	67
Tabla 7.1. Lista tags RFID para un diseño de 2 bits	70
Tabla 7.2. Lista tags RFID para un diseño de 3 bits	82

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se resume cuál ha sido la motivación para la realización del proyecto y cuáles han sido los objetivos en el desarrollo del mismo. Además, se comenta la estructura del presente documento.

1.1 Motivación

La automatización en el proceso de identificación de objetos es fundamental para asegurar la productividad en entornos en los que se realiza de forma frecuente, como por ejemplo en tiendas o cadenas logísticas. La identificación automática permite un rápido control en el registro y seguimiento de objetos, la determinación de unidades presentes o ausentes, la obtención de sus características, etc. Esta labor encuentra aplicación en diversas actividades tales como inventariado, seguimiento de bienes transportados, control de accesos, etc. Además, la automatización y digitalización de la información recogida permite su registro, tratamiento, análisis y distribución, de forma que también permite la toma de decisiones a nivel operativo y funcional e incluso a nivel de negocio.

Históricamente, la identificación automática de objetos se ha realizado mediante sistemas de códigos de barras. Los códigos de barras, presentes en nuestra vida cotidiana en todo tipo de envases de productos, basan su funcionamiento en el reconocimiento de un patrón gráfico basado en barras por parte de un lector óptico. Los patrones se conforman básicamente a partir del grosor y espaciado entre barras paralelas verticales. El código de barras constituye un identificador único y es comúnmente usado para realizar labores de inventariado de productos y para la obtención de sus características.

Recientemente, se han introducido los denominados códigos QR. En estos códigos, cuya función es análoga a la de los códigos de barras tradicionales, se cambia el tipo de patrón gráfico. En este caso, se trata de una matriz cuadrada en la que se disponen combinaciones de rectángulos blancos y negros de dimensión y posición variables. Existen empresas que diseñan estos códigos de forma que sus clientes (o potenciales clientes) los lean directamente a través de un Smartphone y sean redirigidos al sitio web de la empresa en la que se les ofrezca algún servicio a partir de una aplicación web o se les dé alguna información. No obstante, el paradigma no dista mucho del de los códigos de barras, pues se trata de reconocer un identificador codificado a partir de un patrón gráfico.

Los sistemas basados en códigos de barras han tenido una implantación masiva en todo tipo de entornos. A esto ha ayudado su bajo coste de implementación, pues la fabricación de los códigos de barras es de muy bajo coste. No obstante, este tipo de sistemas presenta un importante problema: su rango de funcionamiento. Para que un lector pueda realizar la identificación del código de barras asociado a un objeto, la distancia entre ambos ha de ser muy pequeña. Ello conlleva un trabajo adicional al tener que acercar las dos partes entre sí, penalizando el grado de automatización en el proceso de identificación.

1.2 Objetivos

Como solución al problema de los sistemas basados en códigos de barras se tienen los sistemas RFID (del inglés *Radio Frequency Identification*). En el siguiente capítulo se analizarán con mayor detalle los principios y características de esta tecnología, pero cabe destacar aquí que el objetivo de los sistemas RFID es también el de realizar la identificación automática de objetos, en este caso a partir de otros principios de funcionamiento diferentes. En los sistemas RFID no se realiza la identificación mediante sistemas ópticos, sino que se trabaja mediante en el envío y recepción de señales de radiofrecuencia, convenientemente moduladas, entre el lector y los identificadores. En los sistemas RFID la información no se codifica en patrones gráficos, sino que se realiza mediante señales moduladas de forma única para cada identificador.

En los sistemas RFID se vence el problema del bajo rango espacial de funcionamiento de los sistemas basados en códigos de barras. Sin embargo, su adopción todavía no es tan generalizada, ni mucho menos. Un factor muy importante que lo explica en parte, es el menor coste de los sistemas de códigos de barras, pues la fabricación de adhesivos con un determinado estampado es realmente barata. La progresiva reducción de los costes en la fabricación de los identificadores RFID está haciendo que la tecnología se esté popularizando cada vez más. En el siguiente capítulo se describirá cuáles son los

principales tipos de identificadores RFID y qué posibilidades existen para diseñar y fabricar identificadores de bajo coste, que puedan ser económicamente competitivos con los códigos de barras.

Otro factor clave que puede hacer que la implantación de los sistemas RFID sea generalizada es la inclusión de algún valor añadido que los sistemas basados en códigos de barras no puedan incorporar. Actualmente, la inclusión de sensores y su telemetría se ha popularizado en muchos entornos. Sería por tanto de gran interés incluir algún tipo de sensor en los identificadores de forma que se pudiera leer de forma remota alguna magnitud física del entorno en el que se encuentra el objeto monitorizado, como por ejemplo la temperatura ambiental. Esta característica podría permitir un mayor control y monitorización de los objetos a la hora de tomar las acciones pertinentes.

Por tanto, el objetivo de este proyecto es el de buscar un sistema RFID basado en identificadores de bajo coste y que incorporen algún valor añadido respecto a los tradicionales sistemas ópticos.

1.3 Estructura de la memoria

El contenido de los capítulos de los que consta la memoria del proyecto es el siguiente:

- El capítulo 1, como se ha comentado, sirve de introducción y en él se resumen la motivación y los objetivos del proyecto, así como la presente descripción de la estructura de la memoria.
- En el capítulo 2 se presenta un breve estudio sobre sistemas RFID: en qué consisten, de qué elementos constan, qué tipos hay y cuáles son sus principios de funcionamiento, en qué entornos se han implantado, etc.
- En el capítulo 3 se describen los principios físicos en los que se basa el sistema RFID que ha sido escogido para el proyecto. En particular, se estudian dos tipos de líneas de retardo para un sistema de tags RFID basados en reflectometría en el dominio del tiempo.
- En el capítulo 4 se demuestran los contenidos teóricos del capítulo 3 mediante el diseño y simulación de una línea de retardo basada en ondas magneto-inductivas.
- En el capítulo 5 se repite el análisis realizado en el capítulo 4 para el otro tipo de línea retardo, basada en ondas electro-inductivas.
- En el capítulo 6 se presenta un estudio comparativo entre ambos tipos de líneas y se analiza su conveniencia para ser incluidas en tags RFID.

- En el capítulo 7 se presenta el diseño y simulación de tags RFID de dos y tres bits con de líneas de retardo de ondas magneto-inductivas.
- En el capítulo 8 se estudia la inclusión de sensores pasivos en tags RFID como los vistos en el capítulo 7. Concretamente, se estudia la integración de sensores resistivos de temperatura y su telemedida en el lector RFID.
- En el capítulo 9 se presentan las conclusiones finales del proyecto y algunas de las posibles líneas futuras que podrían darle continuidad.

Capítulo 2

Introducción a la tecnología RFID

Como punto de partida, se presentan algunas definiciones para la tecnología RFID (del inglés *Radio Frequency Identification*) que se han encontrado en la literatura [1]-[5]:

“Técnica de recogida de información que utiliza señales de radiofrecuencia para identificación automática de objetos”.

“Tecnología de comunicación inalámbrica que permite leer la identidad de tags electrónicos de bajo coste a cierta distancia sin necesidad de fuente de alimentación propia”

“Tecnología automática y sin contacto basada en señales electromagnéticas usada para identificar personas y objetos”.

“Tecnología de autoidentificación y captura de datos que ayuda a automatizar procesos de negocio y permite la identificación de un gran número de objetos etiquetados”.

“Tecnología emergente en el campo de la identificación que opera de forma automática”.

2.1 Sistemas RFID

De forma general, los sistemas RFID están basados en un esquema de petición-respuesta y constan básicamente de dos elementos: un lector (*reader*) y un conjunto de etiquetas (tags) identificativas [1]. Adicionalmente, el lector suele estar conectado a un sistema en el que se realiza un procesamiento digital de las señales recibidas (un ordenador u otro de propósito específico) y de forma secundaria a la red, para compartir la información que se considere. En la Figura 2.1 se muestra un esquema con los elementos mencionados.

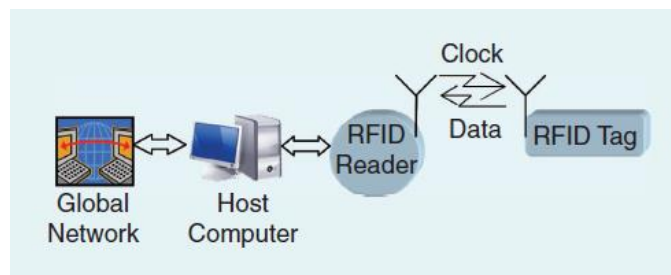


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema RFID típico

El lector es un transceptor de RF que se comunica con los tags mediante el envío de señales de consulta de información. Los tags suelen ser tarjetas en las que está codificada la información que se quiere recabar, normalmente un código identificativo [6].

Para que un objeto pueda ser identificado por el lector, ha de tener integrado uno de estos tags, cuyo contenido ha de ser único, para que la identificación sea unívoca. El funcionamiento es conceptualmente sencillo: el lector ilumina al tag o tags que encuentra en su rango espacial de funcionamiento y éstos envían una señal de respuesta con la información de su identidad u otra que se codifique.

Los tags suelen estar compuestos por una antena encargada de la recepción de las señales de interrogación y del envío de las señales de respuesta, así como de un chip integrado ASIC (del inglés *Application Specific Integrated Circuit*) con la lógica necesaria para codificar la información asociada al objeto [7]. No obstante, y como se verá más adelante, el diseño de los tags puede simplificarse de forma notable.

2.2 Industrias y aplicaciones con tecnología RFID

Es difícil encontrar un sector o industria en la que esta tecnología no encuentre cabida debido a la gran variedad de soluciones que puede aportar en términos de automatización. Principalmente porque puede producir un incremento en la productividad y puede servir en la asistencia a humanos en su toma de decisiones y en sus procesos laborales diarios. En este apartado se citan sólo algunos ejemplos de sectores en los que la tecnología RFID ha sido introducida en sus procesos.

En los inicios del desarrollo de la tecnología, la falta de un estándar de facto en la industria hizo que hubiera cierta fragmentación en el mercado. Este hecho provocó que la tecnología RFID quedase limitada a unas pocas aplicaciones, como la lectura de tickets electrónicos [3]. Un claro ejemplo fue el uso de tags identificativos en los peajes

de las autopistas (Figura 2.2). Afortunadamente, la progresiva reducción en los costes de estos sistemas ha ido introduciendo un buen número de nuevas aplicaciones en mercados de todo tipo.



Figura 2.2. Sistemas RFID en peajes.

Uno de los sectores pioneros en implantar el uso de sistemas RFID fue el del ferrocarril en Estados Unidos, en la búsqueda de soluciones para controlar la ubicación de miles de trenes a lo largo de miles de kilómetros de vías. En un primer momento, en los años 70, se implementaron sistemas de códigos de barras en las vías, pero el sistema óptico no funcionaba muy bien en condiciones de lluvia o nieve. Es por ello que en los años 80 se adoptó una solución RFID en la banda ISM de 902 a 928 MHz (posteriormente se hará mención a las diferentes bandas de operación para sistemas RFID). En la Figura 2.3 se muestran dos fotografías de ejemplo de este despliegue.

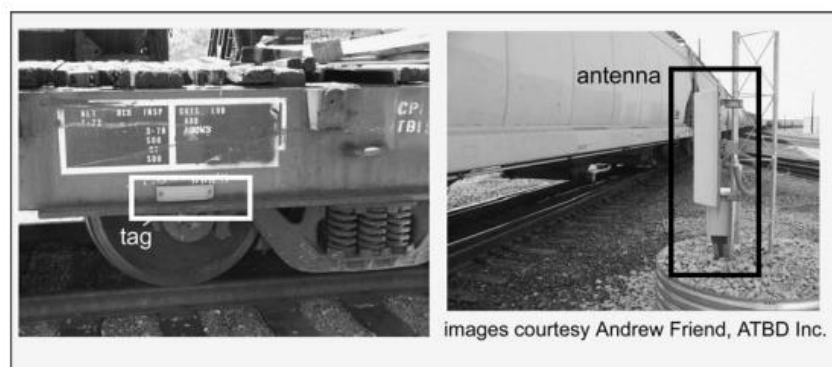


Figura 2.3. Sistema RFID en ferrocarriles de EEUU en los años 80.

El sector aéreo también está aprovechando las ventajas que ofrecen los sistemas RFID en términos de automatización de procesos diarios. La inclusión de sistemas RFID en aeropuertos incrementa la capacidad de seguimiento, enrutado y transporte del equipaje, aumentando la satisfacción del cliente [8]. La inspección automática reduce la tasa de extravío y por tanto, el coste de su localización y recuperación. Las soluciones suelen

consistir en implantar lectores en las cintas transportadoras y tags en las unidades de equipaje (Figura 2.4).

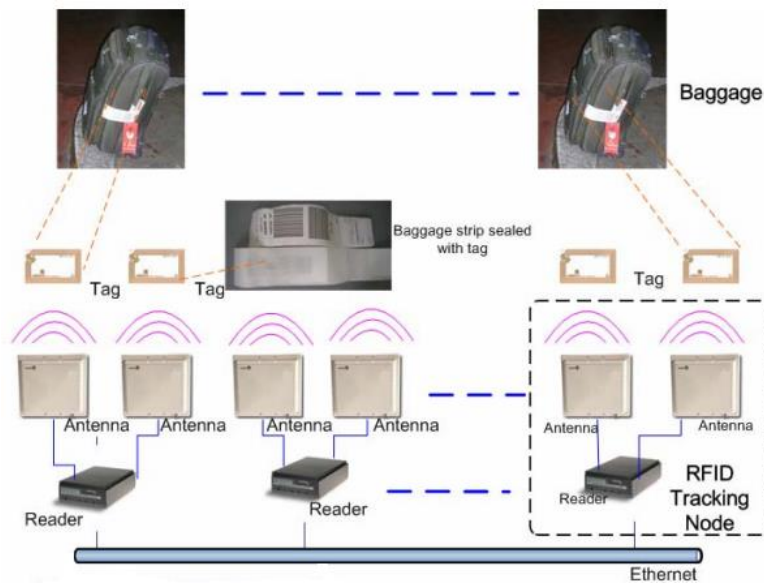


Figura 2.4. Sistemas RFID en aeropuertos.

Otro ejemplo se puede encontrar en algunas grandes superficies en las que se probado a incorporar lectores RFID en los carros, de forma que cuando un producto se añade al carro, éste lea su tag y muestre en un display su coste y el total acumulado (Figura 2.5). De esta forma se evitan esperas en las colas al no tener que ir sacando los productos del carro para el cálculo del importe final. En un sistema así también se puede automatizar el pago tras autorización por parte del cliente [3].



Figura 2.5. Sistemas RFID en supermercados.

También el sector de la sanidad se beneficia de esta tecnología. Existen hospitales en los que una enfermera puede recuperar de forma inmediata datos de un paciente acercando un lector RFID al tag asociado a ese paciente y extraer información como, por ejemplo, su historial médico o las dosis que necesita de un determinado fármaco [3]. Este tipo de soluciones ayudan a reducir drásticamente errores humanos en la atención a los pacientes. La Figura 2.6 muestra una imagen cotidiana en este tipo de centros.



Figura 2.6. Sistemas RFID en hospitales.

En todos los ejemplos mencionados se asume la información de forma estática, es decir, ha sido codificada en el tag en algún momento y el lector puede extraer esta información con una consulta. Sin embargo, en todos los casos se puede incluir información en los tags en tiempo real a partir de la inclusión de sensores en los mismos. Esta información de la física del entorno puede resultar crucial en la toma de decisiones del usuario del sistema RFID y descubre interesantes posibilidades en la implantación de nuevas técnicas de gestión y modelos de negocio [3].

2.3 Bandas de operación en RFID

Para diseñar sistemas en tecnología RFID se puede escoger la frecuencia de operación entre un amplio grupo de bandas que van desde la baja frecuencia hasta las microondas.

Las bandas utilizables en cualquier parte del mundo se encuentran dentro de las denominadas bandas ISM (del inglés *Industry, Scientific or Medical applications*) [6]. Además, en algunas regiones del mundo como Estados Unidos o Japón se pueden emplear otras frecuencias que han sido reguladas a este efecto.

Se pueden citar dos importantes consideraciones en términos de uso de frecuencias para sistemas RFID:

- En sistemas en los que el rango espacial del transceptor deba ser mayor que un metro, se suele trabajar en UHF o en microondas. Las frecuencias más bajas se

suelen emplear en entornos en los que se necesita una mayor penetración de señal.

- Los sistemas que operan entre 100KHz y 30MHz suelen emplear para la comunicación acoplo inductivo entre lector y tag, mientras que los sistemas de microondas lo suelen hacer mediante radiación de señales de RF.

En la Tabla 2.1 se listan las frecuencias centrales y las bandas en las que se puede operar con tecnología RFID, junto con su ámbito regional.

Frecuencia central	Banda	Ámbito
0 - 135 kHz		Norteamérica y Sudamérica
0 - 400 kHz		Japón
6.78 MHz	6.765 - 6.795MHz	ISM global salvo Alemania
13.56 MHz	13.553 - 13.567MHz	ISM global
27.125 MHz	26.565 - 27.405 MHz	ISM global
40.68 MHz	40.66 - 40.70 MHz	ISM global
433.92 MHz	430 - 440 MHz	ISM global
869.0MHz	868 - 870 MHz	ISM global
915.0MHz	902 - 928 MHz	ISM global salvo Europa
2.45 GHz	2.4 - 2.4835 GHz	ISM global
5.8 GHz	5.725 - 5.875 GHz	ISM global
24.125 GHz	24.00 - 24.25 GHz	ISM global

Tabla 2.1. Frecuencias de operación RFID [6].

2.4 Breve clasificación de tags RFID sin chip

En una primera aproximación, los tags pueden ser clasificados en dos tipos atendiendo al modo en que son alimentados. Un tag es pasivo si opera empleando energía de la señal con la que es iluminado. Si el tag utiliza fuentes de alimentación adicionales tales como baterías, se le denomina activo. Como es obvio, los tags pasivos son de coste menor.

También se puede hacer otra clasificación de los tags distinguiendo los tags que incluyen un chip ASIC y lo que no. En este caso se analizarán los tipos básicos de tags sin chip ya que como se ha explicado, son más interesantes desde el punto de vista económico.

Atendiendo a su principio de funcionamiento, se puede clasificar los sistemas de tags RFID sin chip en tres grandes grupos [1]:

- Tags basados en reflectometría en el dominio del tiempo
- Tags con codificación en su respuesta espectral
- Tags basados en modulación de amplitud y/o fase

En los siguientes apartados se va a describir brevemente el modo de operar y las características básicas de cada uno de estos tipos y se va a ilustrar mediante esquemas cómo se realizaría la identificación para un ejemplo de tres tags.

2.4.1 Tags con reflectometría en el dominio del tiempo

En este tipo de esquemas los tags son interrogados mediante un pulso en el dominio del tiempo. Tras ello el lector espera los pulsos de eco que refleja el tag en función del identificador que tenga codificado. La codificación se realiza, por tanto, a través de la demodulación de un tren de pulsos. En el ejemplo propuesto, la identificación se realizaría discriminando entre tres tipos de trenes de pulsos, que podrían ser como los de la Figura 2.7. Los pulsos se producen mediante la inclusión de reflectores en los tags.

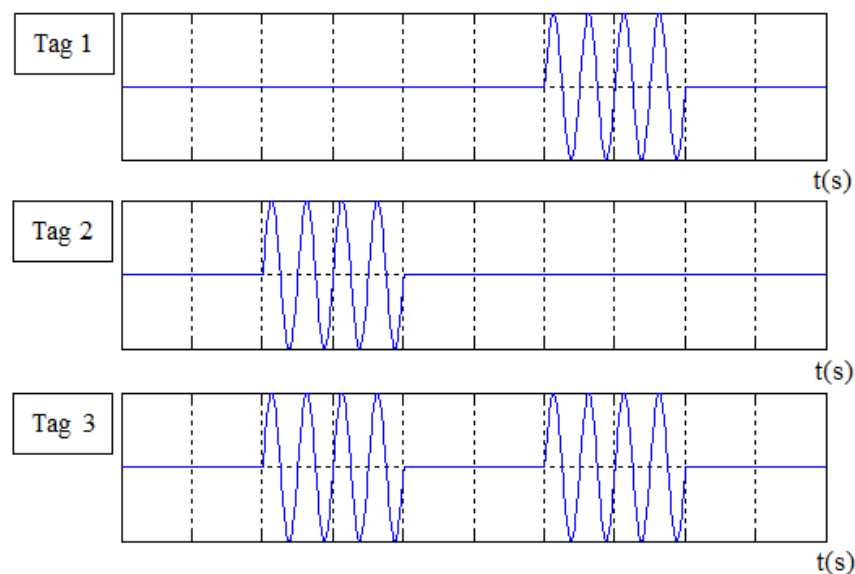


Figura 2.7. Esquema de ejemplo basado en reflectometría en el dominio del tiempo

Una propuesta en la que se emplea este tipo de tags es el sistema basado en SAW (ondas acústicas de superficie) desarrollado por RFSAW Inc [9]. En este sistema, los tags son iluminados por un pulso gaussiano centrado en 2.45GHz que mediante el adecuado transductor es convertido a ondas SAW. Éstas, en su propagación por un cristal piezoeléctrico se van encontrando con una serie de reflectores, generando un tren de pulsos que es devuelto al lector (previa transducción inversa a la inicial) para su decodificación.

También existen tags en tecnología impresa, habitualmente como circuitos impresos sobre finas películas de plástico (TFTC, del inglés “*thin film transistor circuit*”) o basados en la tecnología plana microstrip. Los tags TFTC son fabricados a gran velocidad sobre plástico de bajo coste [10], pero están limitados en su frecuencia de trabajo hasta unos pocos megahercios. Los tags basados en tecnología microstrip suelen emplear líneas de retardo [11]-[13].

El funcionamiento es conceptualmente sencillo: el lector interroga al tag con un pequeño pulso de RF. Este pulso se propaga de forma lenta por la línea de retardo (para no producir solapamientos en el dominio del tiempo) y va encontrando reflectores convenientemente situados para producir ecos y que el lector los interprete de una determinada manera.

2.4.2 Tags con codificación en su respuesta espectral

En este caso, los tags codifican su identificador en el dominio de la frecuencia empleando estructuras resonantes a diferentes frecuencias.

Existen dos vías para su diseño, incluir un solo resonador en el tag y que sea reconocido por el lector mediante la existencia o no de respuesta con esa componente frecuencial o incluir varios resonadores por tag y conformar patrones frecuenciales distintos.

A modo de ejemplo, se muestra la Figura 2.7, en la que los tres tags se identifican mediante la presencia o ausencia de cada una de las tres frecuencias asociadas y la Figura 2.8 en la que con dos frecuencias se pueden crear tres patrones distintos, reduciendo la demanda de espectro.

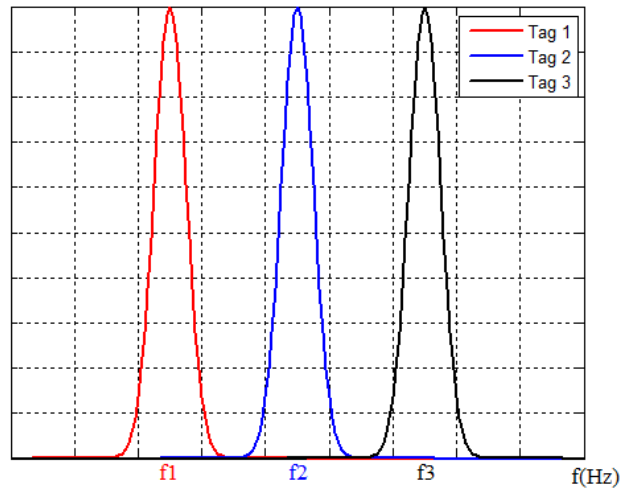


Figura 2.8. Esquema de ejemplo basado en la respuesta espectral de tags con una frecuencia

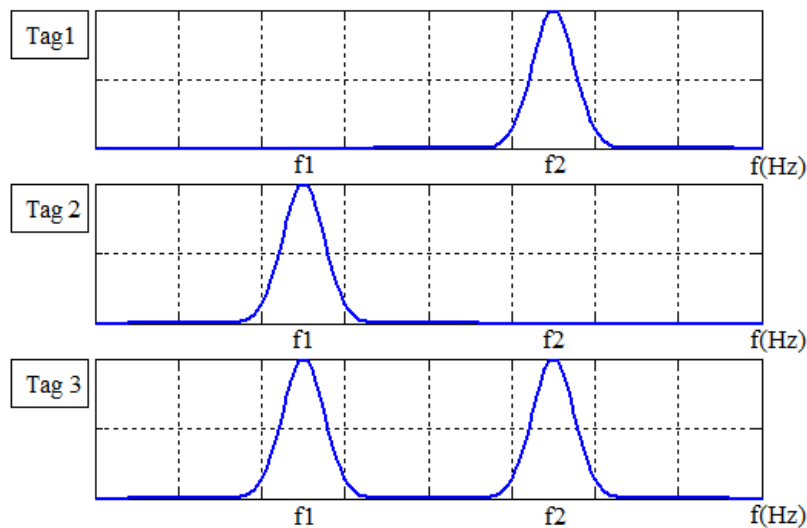


Figura 2.9. Esquema de ejemplo basado en la respuesta espectral de tags con combinación de frecuencias

Este tipo de tags tiene ventajas como son su bajo coste y su capacidad para almacenar información. Su gran inconveniente es que tiene una demanda de espectro elevada, ya que se necesitan señales de iluminación de banda ancha y esto va en contra de las regulaciones para la tecnología. Además, este tipo de sistemas resulta en la necesidad de lectores más complejos.

También existen tags basados en las propiedades químicas de sus materiales para generar señales de respuesta a distintas frecuencias [14],[15]. En su composición se usan diferentes fibras resonantes y permiten que se puedan discriminar los distintos códigos identificativos realizando un análisis espectral en el lector. Estos tags ofrecen un gran número de códigos posibles al poderse usar gran variedad de modificaciones químicas de las partículas resonantes. Del lado de los inconvenientes, cabe citar su baja frecuencia de funcionamiento (hasta unos pocos kilohercios).

Entre los tags basados en respuesta espectral fabricados en tecnología microstrip se puede citar el diseño que introduce Jalaly basado en dipolos cargados capacitivamente [16]. Los tags están compuestos por varios de estos dipolos, cada uno resonando a una frecuencia diferente. Los mayores inconvenientes son el gran tamaño de los dipolos para trabajar a alta frecuencia y los efectos de acoplo entre ellos.

2.4.3 Tags basados en modulación de amplitud y/o fase

En este tipo de sistemas la codificación se realiza a partir de la variación de la amplitud o la fase de la señal devuelta al lector a través de una carga reactiva integrada en la antena del tag. Esta carga puede modificar la sección radar equivalente de la antena y generar cambios en la señal de respuesta que el lector pueda discriminar [17]. La Figura 2.9 refleja de forma esquemática un ejemplo para un conjunto de tags modulados en fase: cada tag presenta una carga diferente que hace que la fase de la señal reflejada sea diferente para cada uno de ellos. En el lector, se ha de extraer la fase de la señal recibida, comparándola con la de la señal de interrogación y discriminar a qué identidad corresponde.

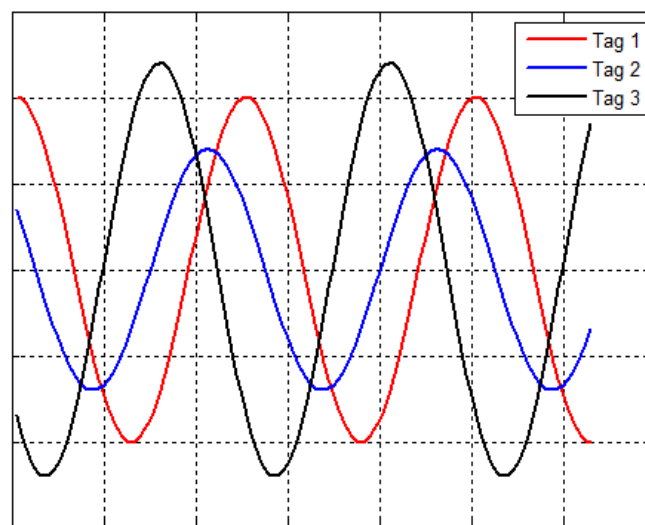


Figura 2.10. Esquema de ejemplo basado en modulación de fase

La reactancia de la carga puede ser variada a través de elementos concentrados, de una línea terminada en stub, etc. También se puede realizar modulación en fase empleando tags cargados con líneas de retardo de metamateriales.

Del lado de las ventajas de estos esquemas se puede citar el reducido ancho de banda de operación necesario. Como desventajas se encuentran el reducido número de bits codificables o el aumento en el coste en el caso del uso de elementos concentrados.

2.5 Tecnología escogida para el proyecto

Para la realización de este proyecto se ha trabajado con tags RFID pasivos y libres de chip, en tecnología impresa microstrip y usando un esquema de reflectometría en el dominio del tiempo mediante el uso de líneas de retardo. La frecuencia final ha sido de 2.45GHz, dentro de las bandas ISM. Los motivos son los siguientes:

- Los tags pasivos sin chip tienen un coste menor. Esto es importante, puesto que uno de los objetivos principales es el de competir en costes con el sistema de identificación basado en códigos de barras.
- Los tags en tecnología impresa presentan un menor coste que otros, como por ejemplo el sistema basado en SAW citado previamente.
- La tecnología microstrip permite trabajar a mayores frecuencias que otras tecnologías planas como TFTC.
- El esquema de reflectometría en el dominio del tiempo es sencillo, de bajo coste y evita problemas como el del elevado ancho de banda necesario para los tags codificados en su respuesta espectral o la inclusión de elementos reactivos en los tags codificados en fase.
- La frecuencia de microondas de 2.45GHz permite un gran rango espacial de operación entre lector y tags. Ello supone una gran ventaja, puesto que uno de los grandes inconvenientes de los sistemas basados en códigos de barras es que lector e identificador han de estar muy próximos, lo que obliga en muchos casos a tener que acercar una de las dos partes (o las dos).

La principal dificultad en un diseño de este tipo es la de conseguir líneas de retardo de reducidas dimensiones que permitan retardar los pulsos que devuelven los tags, de forma que no se solapen entre sí y puedan ser correctamente demodulados en recepción. Para abordar este problema, en este trabajo se van a estudiar líneas de retardo en tecnología microstrip basadas en ondas magnetoinductivas y electroinductivas, presentadas en capítulos siguientes.

Capítulo 3

Propagación de señales en líneas magnetointductivas

Tras introducir algunos conceptos sobre la tecnología RFID, se van a presentar los fundamentos físicos en los que se va a basar el desarrollo del proyecto.

3.1 Transductores planos de ondas magnetointductivas

De forma general, se puede definir la transducción como la transformación de un tipo de señal o energía en otra de distinta naturaleza. En este capítulo se ha estudiado la transducción de ondas microstrip a ondas magnetointductivas (en adelante, MIW).

Las MIW son un tipo de ondas electromagnéticas guiadas que fueron descubiertas en la investigación de las propiedades electromagnéticas de los denominados metamateriales [18],[19]. Los metamateriales son materiales artificiales que exhiben propiedades exóticas como permeabilidad y/o permitividad negativa o índice de refracción negativo, entre otras [20]. Una manera de crear estos materiales es a partir de arrays de pequeños resonadores magnéticos. Las MIW se pueden propagar a lo largo de un array de este tipo debido a fuerzas inducidas en los resonadores por acoplo magnético entre ellos. De hecho, las MIW están presentes en cualquier estructura periódica en la que haya elementos magnéticamente acoplados [21].

La primera guía de onda de MIW consistió en un array unidimensional de lazos metálicos cargados capacitivamente situados a lo largo de una varilla dieléctrica [22]. Esta guía de onda fue fabricada y medida para comprobar experimentalmente las propiedades de la relación de dispersión de las MIW.

Las MIW son ondas lentas que se pueden propagar sólo en una cierta banda de paso. Este comportamiento coincide con el de las ondas magnetostáticas, que son otro tipo de señales inducidas, en este caso a través de planchas de ferrita que se magnetizan hasta saturación [23], [24]. Los transductores de ondas magnetostáticas son usados para líneas de retardo y otros dispositivos de microondas.

Ya que muchos de los dispositivos de microondas actuales están fabricados en tecnologías planas, es de interés estudiar la transducción de MIW en tecnología microstrip.

El transductor de MIW consiste en un par de líneas microstrip de entrada y salida acopladas a un array unidimensional de elementos resonantes a través de los cuales se propagan las MIW. El elemento resonante es el denominado SSRR, del inglés *Square Split Ring Resonator*. El SSRR consiste en una modificación de la geometría del habitual resonador en anillo circular cargado capacitivamente, el CSRR (del inglés *Circular Split Ring Resonator*)[25]. Dicha modificación se realiza para incrementar el acoplo entre elementos adyacentes. En la Figura 3.1 se muestra el aspecto de un CSRR y en la Figura 3.2 el de un SSRR.

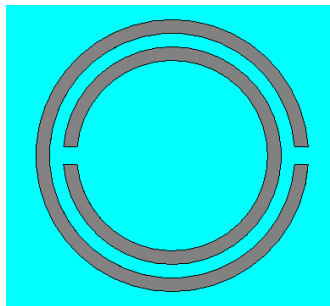


Figura 3.1. Resonador en anillo circular, CSRR

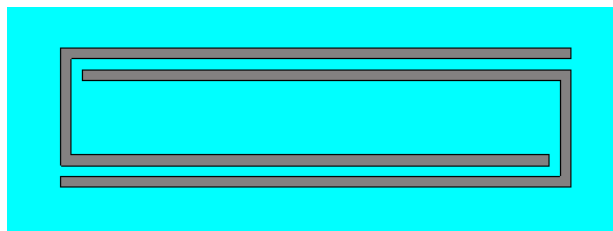


Figura 3.2. Resonador en anillo cuadrado, SSRR

La transducción microstrip-MIW se realiza entre la línea de entrada y el primer SSRR. Al final de la línea MIW, en el último SSRR, se transduce de nuevo al modo microstrip a través de la línea de salida.

3.1.1 Frecuencia de resonancia de un SSRR

La frecuencia de resonancia de un SSRR ω_0 puede ser calculada por medio de una extensión directa del modelo previamente propuesto para la configuración del CSRR, que es el de un resonador LC en paralelo [26]. Nombrando las distintas longitudes del SSRR de la forma indicada en la Figura 3.3, se puede determinar la frecuencia de resonancia a través de la siguiente expresión [27], [28]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{d_2 L C_{lu}}} \quad (1)$$

Donde L es la inductancia total del SSRR, C_{lu} es la capacitancia por unidad de longitud entre los brazos largos del SSRR y d_2 es la longitud solapada entre dichos brazos.

Los valores de L y C_{lu} se pueden calcular a partir de las fórmulas de Bhartia aplicadas a un par de tiras acopladas [29]. En particular, el valor de L se puede obtener a partir de un par de tiras acopladas con separación h_2 , ancho w y longitud d_1 y C_{lu} a partir de un par de tiras acopladas de ancho w separadas por una distancia s .

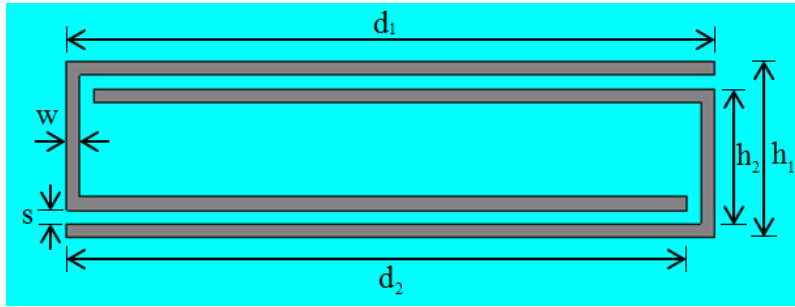


Figura 3.3. Dimensiones de un SSRR

3.1.2 Modelo de propagación de las MIW

Existe un modelo teórico para la dispersión de las MIW que es usado para predecir la relación de dispersión y el retardo de propagación en la línea [30]. En dicho modelo, sin tener en cuenta las pérdidas, la expresión para la dispersión es la siguiente:

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 1 + \sum_{n=1}^N 2 \frac{M_n}{L} \cos(\beta na), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

Donde ω es la frecuencia angular, ω_0 y L son la frecuencia de resonancia y la autoinductancia de los elementos, β es la constante de propagación, a es la periodicidad del array (la distancia entre los centros de dos resonadores adyacentes), M_n es la inductancia mutua entre dos elementos separados por una distancia na y N es el número total de resonadores de la línea.

En esta configuración, incluso si los SSRR están muy próximos, es una buena hipótesis asumir sólo interacción entre los vecinos más cercanos. Por tanto, la relación de dispersión (2) puede ser aproximada por:

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 1 + 2 \frac{M}{L} \cos(\beta a) \quad (3)$$

En la que M es la impedancia mutua entre resonadores inmediatamente adyacentes y se puede calcular a partir del acoplamiento de un par de SSRR separados por una distancia a . Despejando β de la expresión anterior se tiene que:

$$\beta = -\frac{1}{a} \cos^{-1} \left[\frac{L}{2M} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right) \right] \quad (4)$$

Cabe destacar que la propagación de MIW sólo es posible en el rango de frecuencia en el que la constante de propagación es real [31]. Por tanto, a partir de la expresión (4), la banda de paso o propagación queda de la siguiente forma:

$$\frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{2M}{L}}} \leq \omega \leq \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{2M}{L}}} \quad (5)$$

Finalmente, se tiene que la velocidad de grupo que ofrece la línea se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$V_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = -\frac{aM \omega^3}{L \omega_0^2} \sqrt{1 - \left[\frac{L}{2M} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right) \right]^2} \quad (6)$$

Echando un vistazo a estas expresiones, es notorio que este tipo de líneas exhibe un comportamiento dispersivo. Esta característica penaliza este tipo de diseños por implicar un ensanchamiento en el dominio del tiempo de las señales que se propagan a través de estas estructuras.

Es por tanto una necesidad de diseño conseguir espaciar los pulsos que se transmitan por la línea de forma que no solapen y puedan ser discriminados correctamente.

3.1.3 Capacidad de almacenamiento de una línea de MIW

Un parámetro fundamental para usar líneas de retardo de MIW como tags identificadores es su capacidad de almacenamiento, es decir, el número de bits que puede soportar en función de sus características físicas. Este número se puede hallar a partir de la relación:

$$n_b = \frac{\Delta \tau}{\tau} \quad (7)$$

Donde $\Delta \tau$ es el retardo total que ofrece la línea y τ es el ancho en el dominio del tiempo que presentan los pulsos que envía el transceptor RFID. Este ancho viene limitado por las características del lector y por cuestiones regulatorias.

Para obtener el retardo total de la línea, empleamos las expresiones (2)–(6) aproximándolas considerando que la frecuencia de operación se encuentra en torno a la frecuencia central:

$$\omega \approx \omega_0 \quad (8)$$

Realizando esta simplificación el retardo total queda de la siguiente manera:

$$\Delta \tau = 2 \frac{Na}{V_g} \approx -2 \frac{L}{M} \frac{N}{\omega_0} \quad (9)$$

El factor 2 se introduce debido a que se trabaja con las líneas en reflexión y por tanto, los pulsos tendrán un camino de ida y vuelta. A partir de la expresión (9) se tiene que el número de bits que puede almacenar la línea MIW viene dado por:

$$n_b = \left\lfloor -2 \frac{L}{M} \frac{n_r}{\omega_0} \frac{1}{\tau} \right\rfloor \quad (10)$$

Un análisis de esta expresión sugiere las siguientes consideraciones:

- Existe un compromiso entre el número de bits codificables, que aumenta con el número de resonadores de la línea, y la dimensión total del tag, que se quiere que sea lo menor posible. Además, no sólo la dimensión del tag aumenta con el número de resonadores, también lo hacen las pérdidas.
- La frecuencia central ω_0 queda fijada por las regulaciones radioeléctricas aplicables a la tecnología RFID, por lo que no puede modificarse para aumentar la capacidad del tag.
- El ancho de los pulsos τ queda fijado por cuestiones regulatorias y por el ancho de banda del lector, por lo que tampoco es un parámetro modificable en este sentido.
- La inductancia mutua entre resonadores sí puede ser usada para mejorar esta prestación. Para ello, según se puede ver en la expresión, ha de verse reducida. Esto se puede lograr de forma sencilla sin más que aumentar la separación entre resonadores. Sin embargo, hacer esto vuelve a penalizar el tamaño del tag y las pérdidas.

Atendiendo a todas estas consideraciones se puede concluir que existe un compromiso entre el número de bits que puede almacenar una línea MIW y el tamaño y nivel de pérdidas que presenta.

3.2 Transductores planos de ondas electroinductivas

De la misma forma que se han presentado las MIW, se hace lo propio con otro tipo de ondas acopladas, las ondas electroinductivas (en adelante, EIW).

El principio físico que aplica para este nuevo tipo de ondas es el de dualidad electromagnética, ya que las EIW pueden ser entendidas como las duales a las MIW. En este caso la cadena de resonadores de la línea MIW se sustituye por su estructura dual, una cadena de resonadores grabados en el plano de masa con la misma forma y dimensiones que el SSRR que se ha presentado. En la Figura 3.4 se muestra el aspecto de este resonador dual.

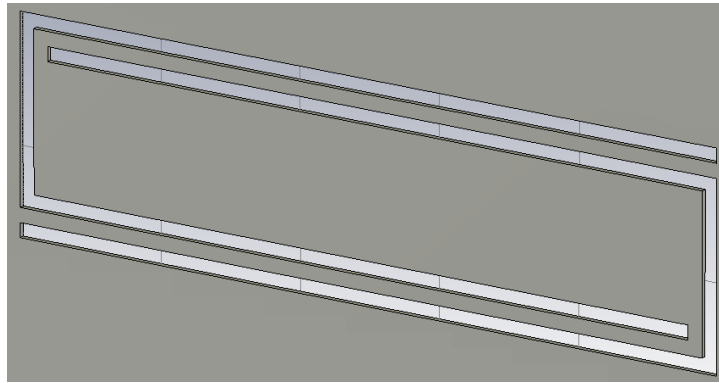


Figura 3.4. SSRR dual

Los principios físicos y el modelo matemático de este tipo de líneas son análogos a los de la línea MIW y por tanto, también sus características y sus ventajas y desventajas. En lugar de presentar una formulación teórica cuya estructura sería similar a la presentada para la línea MIW, se va a comprobar la semejanza del comportamiento que presentan ambos tipos de líneas mediante el diseño y simulación de una línea de cada tipo. De esta forma se demostrará que en este tipo de línea pueden excitarse y propagarse EIW a lo largo de la cadena de resonadores duales mediante acoplo eléctrico, el dual del caso anterior.

La aplicación más inmediata de la línea EIW vuelve a ser la misma, crear una línea de retardo en la que las señales se vayan propagando de forma lenta a través del acoplo entre los resonadores.

Capítulo 4

Diseño y simulación de una línea MIW

Para comprobar la validez de los contenidos teóricos presentados, se ha diseñado y simulado mediante *CST Microwave Office* una línea MIW a fin de verificar el acoplo magnético y la propagación de energía a través de partículas resonantes sin contacto físico directo. También se ha obtenido el retardo de grupo total que ofrece la línea simulada para determinar su conveniencia como línea de retardo.

La tecnología que da soporte al diseño y fabricación de las líneas MIW es la microstrip. Por su importancia en este trabajo, se van a comentar brevemente algunas de las principales características de las líneas microstrip.

4.1 Líneas microstrip

Las líneas microstrip son medios de transmisión abiertos de dieléctrico homogéneo que propagan modos cuasi-TEM. Se sabe que hay tres modos básicos de transmisión de energía electromagnética a través de estructuras de transmisión:

- Modos TE (transversal eléctricos): sólo transmiten la componente transversal del campo eléctrico y no así su componente longitudinal.
- Modos TM (transversal magnéticos): sólo transmiten la componente transversal del campo magnético y no así su componente longitudinal.
- Modos TEM (transversal electromagnéticos) sólo transmiten las componentes transversales del campo eléctrico y magnético y no así sus componentes longitudinales.

Los modos cuasi-TEM que son los que soportan las líneas microstrip, son una superposición híbrida de modos TE y TM.

Las líneas microstrip definen una impedancia característica que sólo depende del medio físico con el que están fabricadas y de su geometría y es independiente del plano transversal que se escoja, pues es constante en su dirección longitudinal.

Físicamente, las líneas microstrip tienen la estructura mostrada en la Figura 4.1: un plano de masa de pequeño espesor, una capa intermedia de material dieléctrico y una tira (*strip*) metálica en la parte superior.

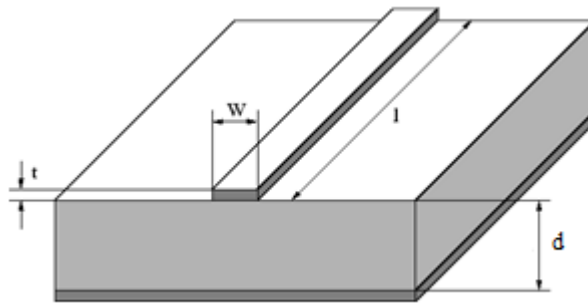


Figura 4.1. Estructura de una línea microstrip

Las líneas microstrip pueden emplearse como estructuras de transmisión o como estructuras radiantes eligiendo convenientemente las características del medio dieléctrico. Escogiendo un valor de permitividad elevado y un espesor reducido, las líneas de campo que la línea desborda son pocas, lo que caracteriza a la línea como una buena estructura de transmisión. En el caso contrario, con un valor pequeño de permitividad y un mayor espesor, las líneas de campo que la línea desborda son muy numerosas, lo que caracteriza a la línea como una buena estructura radiante.

Además de las características mencionadas, este tipo de tecnología plana tiene otros beneficios como es su bajo coste económico, puesto que materiales y proceso de fabricación son relativamente baratos, y su peso y dimensiones son reducidos.

A partir de las líneas microstrip se puede diseñar un gran número de dispositivos de microondas: antenas, filtros, acoplos, divisores de potencia, resonadores... conformando la denominada tecnología microstrip.

4.2 Diseño de la línea MIW

El primer paso para diseñar la línea de MIW es la definición de las dimensiones de los SSRR que la componen. Como se ha indicado en el apartado 2.1.1, la dimensión de los

resonadores determina su frecuencia de resonancia y, por tanto, la frecuencia de funcionamiento de la línea MIW. Para este primer diseño se ha buscado una frecuencia de microondas en torno a 4.5GHz. Haciendo referencia a la Figura 3.3, las dimensiones de cada uno de los resonadores son las que se presentan en la Tabla 4.1.

Longitud	Valor
d1	5 mm
d2	4,8 mm
h1	1,5 mm
h2	1,2 mm
s	0,1 mm
w	0,1 mm

Tabla 4.1. Dimensiones de los SSRR

El espesor los resonadores es de 35 μ m, un valor típico para las metalizaciones que se emplean en tecnología microstrip.

La siguiente decisión de diseño fue la elección del periodo del array, la cual determina la separación física entre resonadores. Definiendo a como el periodo y g como dicha separación, seleccionando un valor de $a = 1.7$ mm se tiene $g = 0.2$ mm. Esto es así porque, como puede verse en la Figura 4.2, están relacionadas a partir de la relación $a = h_1 + g$.

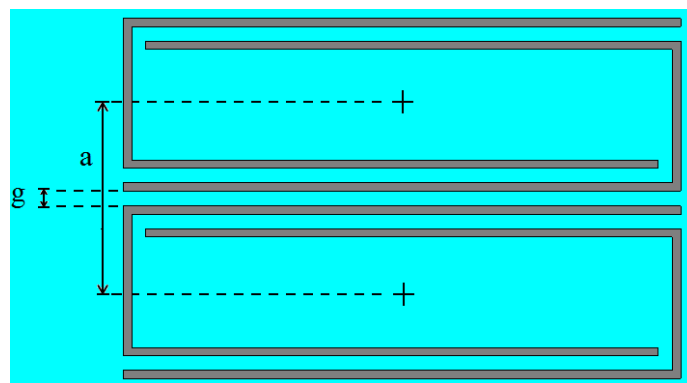


Figura 4.2. Relación entre periodo del array y gap entre SSRR

Otra decisión de diseño fue el número de resonadores implementados en la línea. Se consideró que 5 era una cifra razonable para realizar las primeras pruebas.

Con todas estas consideraciones se procedió a dibujar la línea mediante *CST Microwave Office*. Lo primero que se hizo fue crear un proyecto en blanco, sin emplear una

plantilla preestablecida. Tras ello se determinaron las unidades de medida con las que se iba a trabajar, particularmente la frecuencia en GHz y la longitud en mm. Importante fue seleccionar el material de fondo que rodea los elementos creados, ya que por defecto es de conductor eléctrico perfecto y se cambió a material dieléctrico con $\mu_r = 1$ y $\epsilon_r = 1$, permitividad y permeabilidad relativas del aire. También se determinaron las condiciones de contorno del diseño, eligiéndose abiertas para todos los límites: Xmin, Xmax, Ymin, Ymax, Zmin y Zmax.

Tras especificar en el proyecto los parámetros mencionados, se crearon todos los elementos que compondrían la línea: el plano metálico de masa, el sustrato dieléctrico, los SSRR, las tiras microstrip de entrada y salida y sus puertos asociados.

La herramienta software proporciona una fácil manera de construir estos elementos, ya que utilizando simplemente el ratón del ordenador se pueden dibujar paralelepípedos, esferas, conos, cilindros... y especificar de forma numérica sus medidas físicas. De esta forma y seleccionando el material de cada uno de los elementos, bien de una lista predefinida o bien creando un material propio a partir de sus parámetros constitutivos, se hizo el diseño de la línea de MIW.

Para el plano de masa, se dibujó una plancha de pequeño espesor (35 μ m) y se determinó el cobre (Cu) como su material constitutivo para simular un diseño real con pérdidas y con un material típico en la fabricación de dispositivos en tecnología microstrip. El programa simula las pérdidas cuando se especifica el valor de conductividad del material, en este caso, $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \left(\frac{s}{m}\right)$

Sobre este plano metálico se situó otra plancha de mayor espesor para conformar lo que sería el sustrato de la línea microstrip. En cuanto al material dieléctrico, se escogió el AR1000 de ARLON. Dicho material, que presenta un bajo nivel de pérdidas, se encontraba disponible en el departamento de TSC de la UC3M. Esto hizo posible la fabricación de una de las líneas diseñadas para realizar medidas. En la Tabla 4.2 se detallan las características más importantes de dicho material.

Material	AR1000
Fabricante	ARLON
Espesor	1.27 mm
ϵ_r a 10 GHz	10 (Nominal)
δ a 10 Ghz	0.0035
Espesor Cu	35 μ m

Tabla 4.2. Propiedades del sustrato de las líneas

El diseño de las líneas microstrip, que hacen la función de transmitir la energía del puerto de entrada al primer SSRR de la cadena y del último SSRR al puerto de salida, es interesante puesto que involucra varias consideraciones.

Por una parte, se han diseñado de modo que su impedancia sea de 50Ω , valor típico en tecnología microstrip como referencia para los puertos de entrada y salida.

Aludiendo a la Figura 4.1, sólo queda por definir el ancho de tira w y su longitud l , puesto que su espesor t ha sido de $35\mu\text{m}$ (como el resto de metalizaciones de la línea) y el espesor del sustrato queda determinado en base al material comercial que ha sido escogido

Para determinar el valor de w hay que acudir de nuevo a la teoría de las líneas microstrip y utilizar la formulación relacionada:

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } \frac{w}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad (11)$$

Donde A y B son valores parciales cuyas expresiones son:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (12)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

Como se observa en las expresiones, el ancho de la tira es función del material del sustrato (a través de ϵ_r), de su espesor d y de la impedancia de línea deseada Z_0 .

A partir de estas fórmulas, se calculó lo que se denomina permitividad efectiva de una línea microstrip. Este concepto hace referencia a la permitividad equivalente que tendría la línea en un medio homogéneo y que de nuevo, depende de las características del dieléctrico y de la impedancia de la línea. Esta permitividad es muy importante, puesto que a partir de ella se puede calcular la velocidad de fase y la longitud de onda de las señales a través de la línea a una frecuencia determinada. Las expresiones son las siguientes:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \quad (14)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{C_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (15)$$

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (16)$$

A partir de las expresiones (11)-(16) y del resto de parámetros de diseño mencionados, se tienen los resultados listados en la Tabla 4.3.

Anchura de la tira w	1,2145 mm
Permitividad efectiva ε_{eff}	8,646
Velocidad de fase v_p	$\approx 10^8 \frac{m}{s^2}$
Longitud de onda a 2.45 GHz	2,267 cm

Tabla 4.3. Cálculo de parámetros microstrip

Por otra parte, para diseñar las líneas de entrada y salida hay que tener en cuenta que se pretende demostrar la propagación de MIW a través de los resonadores. Por este motivo, es necesario que el campo magnético al que se ven sometidos los SSRR sea máximo. Un máximo de campo magnético viene relacionado con un máximo de corriente eléctrica, por lo que para conseguir un máximo acoplo se ha de hacer coincidir el eje de los SSRR con un máximo en corriente en las líneas microstrip de entrada y salida. Se sabe que una línea de transmisión terminada en circuito abierto describe una onda estacionaria como la que se muestra en la Figura 4.3. En ella puede verse que el máximo en corriente más cercano al extremo de la línea se encuentra a una distancia de $\frac{\lambda}{4}$ del mismo.

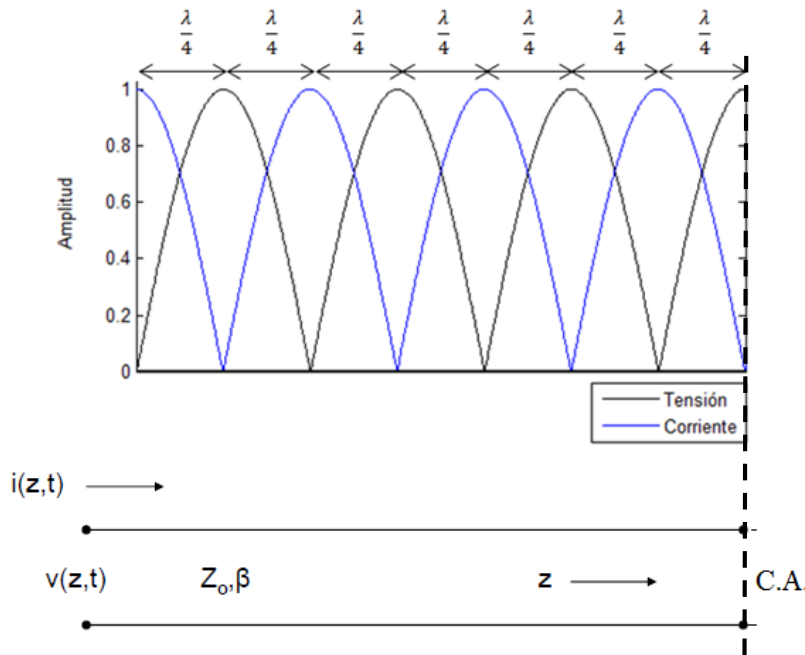


Figura 4.3. Onda estacionaria de una línea en CA

Por tanto, para lograr el máximo acoplo de energía, la distancia entre los extremos finales de las líneas de entrada y salida y el eje del array de resonadores ha de ser un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de resonancia. Para una mejor visualización se presenta la Figura 4.4.

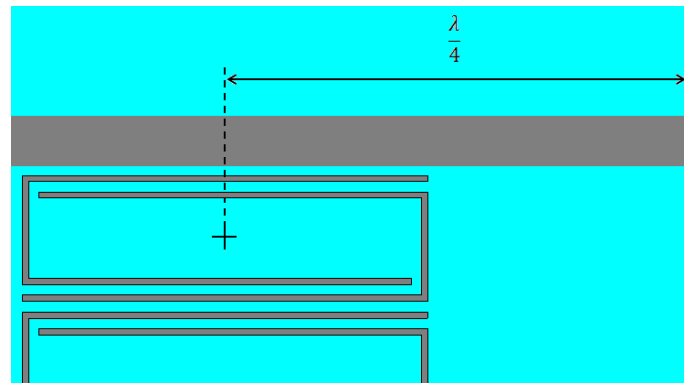


Figura 4.4. Longitud líneas microstrip

En esta figura hay que considerar que el puerto por el que se alimenta la línea está a la izquierda de la figura y que el extremo abierto de la línea es el que se ve a la derecha. De la misma forma se ha diseñado la línea del puerto de salida. En ese caso, el extremo abierto de la línea quedaría a una distancia $\frac{\lambda}{4}$ a la izquierda del centro de los SSRR.

Sobre el diseño de los SSRR se ha hablado de forma previa, por lo que del diseño completo de la línea de MIW sólo resta comentar las consideraciones acerca de los

puertos de entrada y salida que se han implementado para realizar las simulaciones de la línea.

A la hora de insertar los puertos de entrada y salida en el diseño software de las líneas microstrip, se puede hacer de forma intuitiva situándolos de forma correcta junto con el resto de elementos y dándoles un tamaño lo suficientemente grande para que en la simulación los modos de propagación obtenidos sean cuasi-TEM. En este trabajo se ha preferido utilizar una macro que incorpora *CST Microwave Office* llamada “*Calculate extension port coefficient*”.

A partir de ella, seleccionando el tipo de línea (microstrip, stripline), la permitividad y espesor del sustrato dieléctrico y el ancho de tira que se ha calculado de forma analítica, el programa calcula para el ancho de banda de la simulación un denominado coeficiente de extensión relacionado con las dimensiones óptimas que han de tener los puertos de la guía de onda.

En la Figura 4.5 se muestran las dimensiones de puerto óptimas que recomienda el programa a partir de las consideraciones mencionadas.

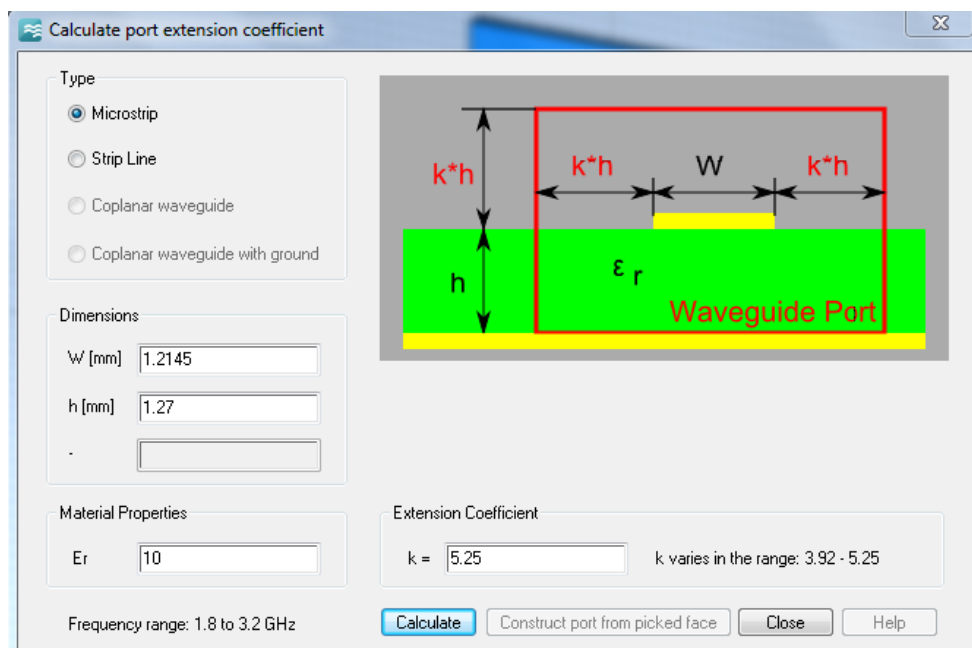


Figura 4.5. Dimensiones de los puertos de las líneas microstrip

Finalmente, el diseño completo con todos los elementos descritos tiene el aspecto mostrado en la Figura 4.6 y en la Figura 4.7.

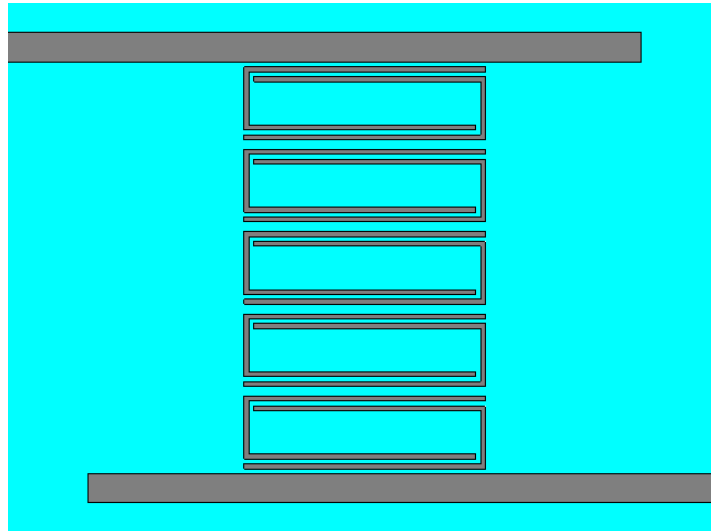


Figura 4.6. Línea de MIW I

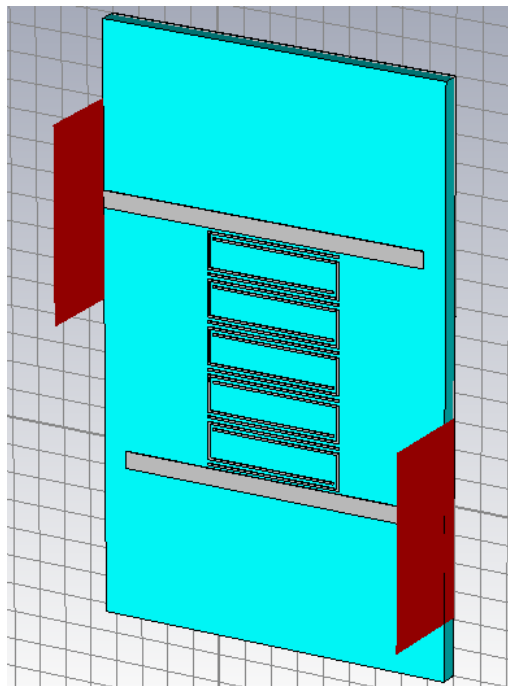


Figura 4.7. Línea de MIW II

4.3 Simulación de la línea MIW

Tras completar la construcción de la línea, se procedió a realizar la simulación de su comportamiento. *CST Microwave Office* ofrece varios tipos de simuladores. Para este caso, los más importantes han sido el “*Transient solver*” (simulador en el dominio del tiempo) y el “*Frequency domain solver*” (simulador en el dominio de la frecuencia).

La primera prueba que se hizo fue la comprobación de que los SSRR eran capaces de recibir energía de forma acoplada, ya que no había contacto físico ni entre ellos ni con las líneas en entrada y salida, e iría transmitiendo de unos a otros hasta el final de la línea y conformar, por tanto, un camino entre el puerto de entrada y el puerto de salida.

En tecnología de microondas es muy común acudir a los parámetros de dispersión o parámetros S para describir el comportamiento de los dispositivos en términos de intercambio de energía entre sus puertos. Por tanto, para comprobar la existencia de acoplo magnético entre los SSRR, se realizó una simulación en la que se obtuvieron los parámetros S de la red para comprobar que el parámetro S_{21} (parámetro de transmisión del puerto 1 al puerto 2) tenía un valor no despreciable, es decir, que existía una transmisión efectiva de energía del puerto de entrada al puerto de salida.

El simulador en el dominio de la frecuencia ofrece, entre otras cosas, una representación de los parámetros S con la frecuencia, por lo que en un primer acercamiento ha sido el simulador utilizado.

Este simulador tiene una serie de parámetros libres. Por una parte, se ha de especificar el ancho de banda en el que se va a realizar la simulación. En este caso se ha escogido un ancho de banda centrado en la frecuencia de resonancia de los SSRR lo suficientemente grande como para incluir el ancho de banda que ofrece la línea de MIW.

En cuanto a la frecuencia de simulación, además de determinar su ancho de banda, también existe la posibilidad de especificar una o varias “frecuencias de adaptación”, frecuencias en las que se realiza un mayor número de pasos de simulación. En este caso se seleccionó una frecuencia de adaptación correspondiente a la frecuencia de resonancia de los SSRR. El usuario también puede escoger un conjunto discreto de frecuencias que se quiere que el simulador pruebe. Si no se determinan, es el simulador el que elige el valor y número de frecuencias en las que va a simular en base a sus cálculos y los otros parámetros especificados.

Tras ello se han de determinar los parámetros del “Control de densidad de mallado” del programa. Aumentar el número de líneas de este mallado resulta en una simulación más realista del diseño, pero también más costosa computacionalmente. En particular, se han de especificar el número de pasos por longitud de onda y el número mínimo de pasos. Existen otros parámetros avanzados en este apartado, pero se han dejado los que aparecen por defecto. También se ha de elegir el tipo de mallado que va a emplear el programa, bien mediante una estructura basada en tetraedros o bien mediante otra basada en hexaedros.

También hay que especificar el método con el que el programa va a realizar la simulación. Existen tres opciones: un método para diseños de propósito general, otro para diseños de circuitos resonantes que calcula los parámetros S de forma rápida y otro para diseños también de circuitos resonantes que calcula los parámetros S de forma normal, así como los campos electromagnéticos.

Otros dos parámetros muy importantes para la simulación son la precisión que se desea que ésta tenga y el número de puertos y modos que se quiere que sean excitados, es decir, si se quiere que se pruebe a excitar por un determinado puerto, por un subconjunto o por todos y si se quiere emplear el modo principal de excitación en cada puerto o si se prefiere que se exciten todos los modos.

Por último, en las opciones de simulación básicas también se proporcionan tres *checkboxes* para habilitar el barrido de frecuencia de banda ancha (“*Broadband frequency sweep*”), el refinado adaptativo del mallado (“*Adaptive mesh refinement*”) y el análisis de la sensibilidad (“*Sensitivity analysis*”).

A modo de resumen, se presenta en la Tabla 4.4 la configuración completa en cuanto a parametrización de la simulación realizada para la línea de MIW.

Simulador	<i>Frequency domain solver</i>
Método	<i>General Purpose</i>
Precisión	1E-09
Rango de frecuencia de simulación	3 - 6 GHz
Frecuencias de adaptación	una a 4,5 GHz
Conjunto de frecuencias definidas por el usuario	No
Mallado	<i>Tetrahedral</i>
Pasos por longitud de onda	30
Número mínimo de pasos	30
Puertos de excitación	Puerto 1
Modos de excitación	Todos
Impedancia de normalización Parámetros S	50 Ω
Use broadband frequency sweep	Sí
Adaptive tetrahedral mesh refinement	Sí
Use sensitivity analysis	No

Tabla 4.4. Parámetros de simulación – línea MIW

4.4 Resultados de simulación

Tras tener el diseño completo y los parámetros de simulación especificados, se procedió a ejecutarla. Una vez el simulador terminó todos sus cálculos se comprobó que los campos que se propagaban por las líneas de transmisión eran los correctos. La Figura 4.8, extraída de los resultados de simulación de *CST Microwave Office*, muestra que son los modos de propagación cuasi-TEM propios de las líneas microstrip.

Type	E-Field (peak)
Component	x
Mode type	Quasi TEM
Type	H-Field (peak)
Component	x
Mode type	Quasi TEM

Figura 4.8. Modos propagados por las líneas microstrip de entrada y salida

Tras esta comprobación inicial se analizó el coeficiente de reflexión de la línea MIW. La Figura 4.9 muestra el parámetro de reflexión en módulo y unidades relativas $|S_{11}|$ (dB) en el ancho de banda de simulación.

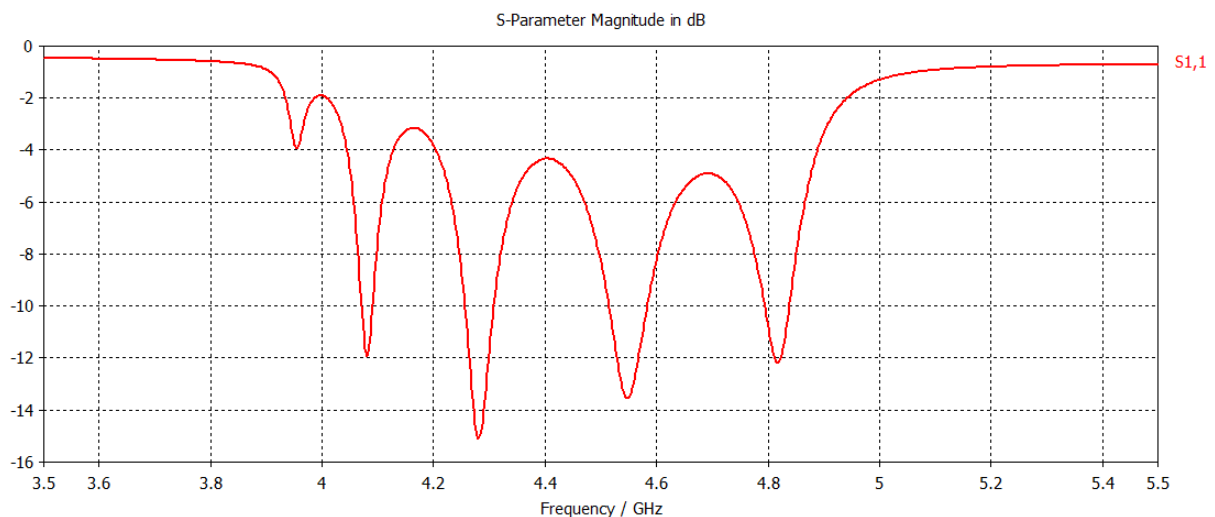


Figura 4.9. Parámetro de reflexión de la línea de MIW

Se puede apreciar una banda de adaptación centrada en torno a algo menos de 4.5 GHz, frecuencia de resonancia de los SSRR.

En la Figura 4.10 se muestra el parámetro de transmisión del puerto de entrada al de salida en módulo y unidades relativas $|S_{21}|$ [dB] en función de la frecuencia.

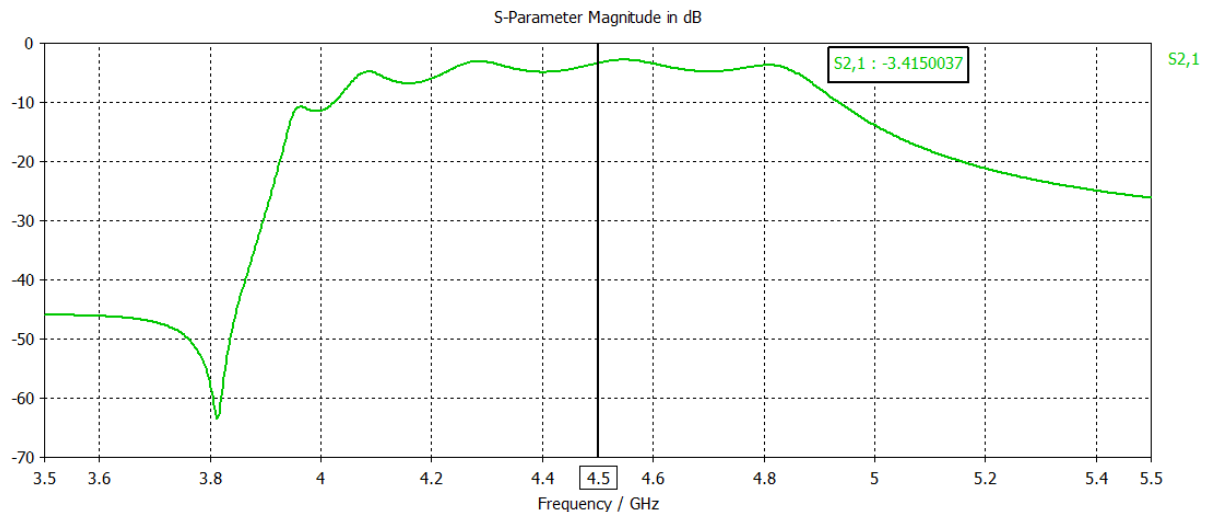


Figura 4.10. Parámetro de transmisión de la línea de MIW

Este parámetro está directamente relacionado con el anterior, pero en esta figura puede verse claramente que existe un flujo de energía entre los dos puertos de la línea. Se recuerda que no que existe un camino físico entre ellos por lo que este flujo viene a demostrar la transducción de ondas microstrip a ondas magnetointuctivas que se van acoplando sucesivamente entre resonadores hasta llegar al final de la cadena, momento en el cual se produce una transducción inversa a la inicial. Se demuestra, por lo tanto, la existencia (transducción y propagación) de las MIW.

Como se predijo en la introducción teórica, las MIW son señales paso banda. El valor de pérdidas obtenido a la frecuencia central ha sido de unos 3.4dB. En cuanto al ancho de banda, el criterio escogido ha sido el del ancho de banda a -3dB, es decir, el intervalo en el que el parámetro de transmisión se ve reducido en 3dB respecto a su valor máximo. El valor obtenido atendiendo a este criterio es de 824MHz, que normalizado por el valor de la frecuencia central es del 18.3%.

Finalmente, se ha calculado el retardo de grupo que existe entre los puertos de entrada y salida a fin de comprobar si este tipo de líneas es adecuado para aplicaciones de retardo de señales.

CST Microwave Office tiene integrada una macro llamada “*Group Delay Computation*” que calcula este parámetro entre los puertos que se desee. Esta línea es simétrica tanto física como eléctricamente, por lo que se calculó el retardo de grupo entre el puerto 1 y el puerto 2. El retardo en el camino inverso habría de ser el mismo. De nuevo el cálculo no se ciñe a una sola frecuencia, sino que se calcula este retardo en todo el rango de frecuencia de simulación. En la Figura 4.11 se muestra el retardo de grupo frente a la frecuencia.

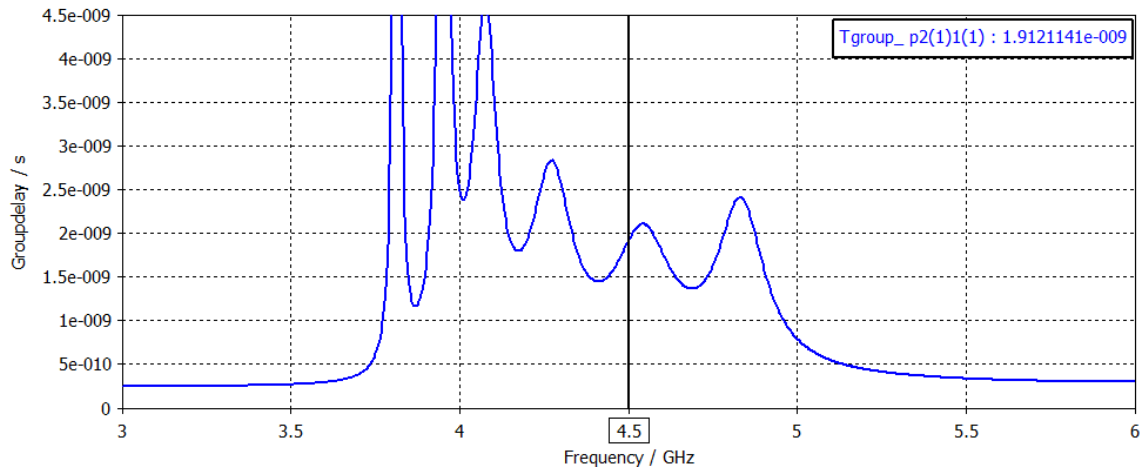


Figura 4.11. Retardo de grupo de la línea de MIW

Dicho retardo tiene un valor aproximado de 2ns a la frecuencia central de la línea. Para ponderar adecuadamente este valor, basta acudir a la línea y extraer de sus dimensiones el valor de longitud total que existe entre puertos, que es de unos 24mm. Si se calcula el retardo de propagación de una onda electromagnética a la velocidad de la luz en el vacío en recorrer dicha distancia se tiene que es:

$$r = \frac{l}{c_0} = \frac{24 \cdot 10^{-3} [m]}{3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]} = 8 \cdot 10^{-11} [s] \quad (17)$$

Donde r es el retardo de grupo de la onda EM en espacio libre, l la longitud de la distancia recorrida y c_0 la velocidad de la luz en el vacío. Si se compara este valor de 0.08ns con el valor de 2ns que se ha obtenido a partir de la línea de MIW, se tiene que el retardo que ofrece la línea MIW es de $\frac{2}{0.08} = 25$ veces el de la propagación libre.

El paso de una señal por una línea microstrip ya produce un retardo en función del material de sustrato con el que esté fabricada. Teniendo en cuenta esto, y para realizar una comparación justa, en la expresión (17) se ha de sustituir c_0 por v_p , velocidad de fase que fue descrita en el apartado 3.2 y cuyo valor a la frecuencia de 4.5GHz fue calculado y mostrado en la Tabla 4.4 como $v_p \approx \frac{c_0}{3}$. Realizando el cálculo se tiene que la propagación de una señal a la frecuencia de operación de 4.5GHz a su paso por la línea MIW presentada ofrece un retardo más de 8 veces superior al de una línea microstrip convencional.

A modo de resumen, se presenta la Tabla 4.5 con la comparativa entre los valores de retardo a frecuencia de 4.5GHz para una distancia de 24mm (distancia entre puertos de la línea de MIW diseñada).

Modo	Retado (ns)
Propagación en espacio libre	0,08
Propagación en línea microstrip	0,24
Propagación en línea de MIW	2

Tabla 4.5. Retardo de propagación en diferentes medios

4.5 Conclusiones

- Se ha diseñado y simulado una línea MIW a partir de SSRR acoplados entre sí de modo magnético.
- Se han diseñado todos los elementos de la línea de MIW: los SSRR y sus dimensiones, su número, la distancia que los separa, el material y espesor de las metalizaciones y el plano de masa, el sustrato dieléctrico de la placa microstrip, las dimensiones y posición de las líneas microstrip de entrada y salida, etc.
- Se han especificado todos los parámetros necesarios para realizar el diseño de la línea mediante *CST Microwave Office*: unidades de medida, materiales, condiciones de contorno, dimensiones de los puertos de entrada y salida que realizan la transducción a MIW, etc.
- Se han especificado todos los parámetros necesarios para realizar la simulación con el software: tipo de simulador, rango de frecuencia de simulación, tipo de mallado y número de líneas del mismo, precisión de la simulación, números de modos de propagación excitados por los puertos de entrada, etc.
- Se ha demostrado la existencia de las MIW a partir de la existencia de transmisión de energía entre los puertos de entrada y salida de la línea a través una estructura de partículas sin contacto físico directo: los SSRR acoplados de forma magnetointuctiva. Para ello se han obtenido los parámetros de dispersión o parámetros S para ver la transmisión y reflexión de energía que existe entre el puerto de entrada y salida de la línea.
- Se ha demostrado el carácter paso banda de las MIW con un ancho de banda centrado en la frecuencia de resonancia de los SSRR de unos 824MHz, que normalizado por el valor de la frecuencia central corresponde al 18.3%

- Se ha obtenido un valor de pérdidas cercano a 3.4dB a la frecuencia central de la línea.
- Se ha calculado el retardo de grupo que ofrece la línea para posibles aplicaciones como línea de retardo de señales. Su valor aproximado de 2ns es 25 veces superior, aproximadamente, al que se produciría en la propagación de una onda electromagnética en espacio libre y más de 8 veces superior el que se obtendría en la propagación de la señal por una línea microstrip convencional con el mismo sustrato.

Capítulo 4

Diseño y simulación de una línea MIW

Para comprobar la validez de los contenidos teóricos presentados, se ha diseñado y simulado mediante *CST Microwave Office* una línea MIW a fin de verificar el acoplo magnético y la propagación de energía a través de partículas resonantes sin contacto físico directo. También se ha obtenido el retardo de grupo total que ofrece la línea simulada para determinar su conveniencia como línea de retardo.

La tecnología que da soporte al diseño y fabricación de las líneas MIW es la microstrip. Por su importancia en este trabajo, se van a comentar brevemente algunas de las principales características de las líneas microstrip.

4.1 Líneas microstrip

Las líneas microstrip son medios de transmisión abiertos de dieléctrico homogéneo que propagan modos cuasi-TEM. Se sabe que hay tres modos básicos de transmisión de energía electromagnética a través de estructuras de transmisión:

- Modos TE (transversal eléctricos): sólo transmiten la componente transversal del campo eléctrico y no así su componente longitudinal.
- Modos TM (transversal magnéticos): sólo transmiten la componente transversal del campo magnético y no así su componente longitudinal.
- Modos TEM (transversal electromagnéticos) sólo transmiten las componentes transversales del campo eléctrico y magnético y no así sus componentes longitudinales.

Los modos cuasi-TEM que son los que soportan las líneas microstrip, son una superposición híbrida de modos TE y TM.

Las líneas microstrip definen una impedancia característica que sólo depende del medio físico con el que están fabricadas y de su geometría y es independiente del plano transversal que se escoja, pues es constante en su dirección longitudinal.

Físicamente, las líneas microstrip tienen la estructura mostrada en la Figura 4.1: un plano de masa de pequeño espesor, una capa intermedia de material dieléctrico y una tira (*strip*) metálica en la parte superior.

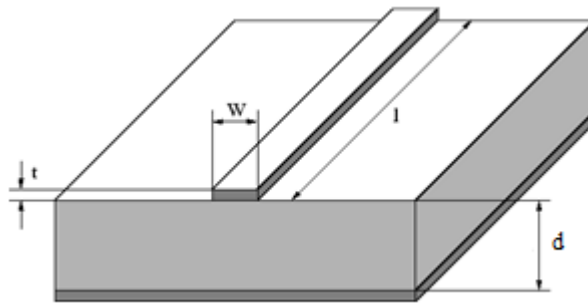


Figura 4.1. Estructura de una línea microstrip

Las líneas microstrip pueden emplearse como estructuras de transmisión o como estructuras radiantes eligiendo convenientemente las características del medio dieléctrico. Escogiendo un valor de permitividad elevado y un espesor reducido, las líneas de campo que la línea desborda son pocas, lo que caracteriza a la línea como una buena estructura de transmisión. En el caso contrario, con un valor pequeño de permitividad y un mayor espesor, las líneas de campo que la línea desborda son muy numerosas, lo que caracteriza a la línea como una buena estructura radiante.

Además de las características mencionadas, este tipo de tecnología plana tiene otros beneficios como es su bajo coste económico, puesto que materiales y proceso de fabricación son relativamente baratos, y su peso y dimensiones son reducidos.

A partir de las líneas microstrip se puede diseñar un gran número de dispositivos de microondas: antenas, filtros, acoplos, divisores de potencia, resonadores... conformando la denominada tecnología microstrip.

4.2 Diseño de la línea MIW

El primer paso para diseñar la línea de MIW es la definición de las dimensiones de los SSRR que la componen. Como se ha indicado en el apartado 2.1.1, la dimensión de los

resonadores determina su frecuencia de resonancia y, por tanto, la frecuencia de funcionamiento de la línea MIW. Para este primer diseño se ha buscado una frecuencia de microondas en torno a 4.5GHz. Haciendo referencia a la Figura 3.3, las dimensiones de cada uno de los resonadores son las que se presentan en la Tabla 4.1.

Longitud	Valor
d1	5 mm
d2	4,8 mm
h1	1,5 mm
h2	1,2 mm
s	0,1 mm
w	0,1 mm

Tabla 4.1. Dimensiones de los SSRR

El espesor los resonadores es de 35 μ m, un valor típico para las metalizaciones que se emplean en tecnología microstrip.

La siguiente decisión de diseño fue la elección del periodo del array, la cual determina la separación física entre resonadores. Definiendo a como el periodo y g como dicha separación, seleccionando un valor de $a = 1.7$ mm se tiene $g = 0.2$ mm. Esto es así porque, como puede verse en la Figura 4.2, están relacionadas a partir de la relación $a = h_1 + g$.

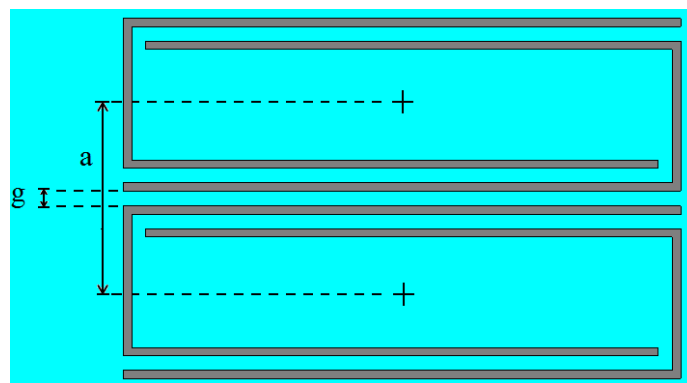


Figura 4.2. Relación entre periodo del array y gap entre SSRR

Otra decisión de diseño fue el número de resonadores implementados en la línea. Se consideró que 5 era una cifra razonable para realizar las primeras pruebas.

Con todas estas consideraciones se procedió a dibujar la línea mediante *CST Microwave Office*. Lo primero que se hizo fue crear un proyecto en blanco, sin emplear una

plantilla preestablecida. Tras ello se determinaron las unidades de medida con las que se iba a trabajar, particularmente la frecuencia en GHz y la longitud en mm. Importante fue seleccionar el material de fondo que rodea los elementos creados, ya que por defecto es de conductor eléctrico perfecto y se cambió a material dieléctrico con $\mu_r = 1$ y $\epsilon_r = 1$, permitividad y permeabilidad relativas del aire. También se determinaron las condiciones de contorno del diseño, eligiéndose abiertas para todos los límites: Xmin, Xmax, Ymin, Ymax, Zmin y Zmax.

Tras especificar en el proyecto los parámetros mencionados, se crearon todos los elementos que compondrían la línea: el plano metálico de masa, el sustrato dieléctrico, los SSRR, las tiras microstrip de entrada y salida y sus puertos asociados.

La herramienta software proporciona una fácil manera de construir estos elementos, ya que utilizando simplemente el ratón del ordenador se pueden dibujar paralelepípedos, esferas, conos, cilindros... y especificar de forma numérica sus medidas físicas. De esta forma y seleccionando el material de cada uno de los elementos, bien de una lista predefinida o bien creando un material propio a partir de sus parámetros constitutivos, se hizo el diseño de la línea de MIW.

Para el plano de masa, se dibujó una plancha de pequeño espesor (35 μ m) y se determinó el cobre (Cu) como su material constitutivo para simular un diseño real con pérdidas y con un material típico en la fabricación de dispositivos en tecnología microstrip. El programa simula las pérdidas cuando se especifica el valor de conductividad del material, en este caso, $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \left(\frac{s}{m}\right)$

Sobre este plano metálico se situó otra plancha de mayor espesor para conformar lo que sería el sustrato de la línea microstrip. En cuanto al material dieléctrico, se escogió el AR1000 de ARLON. Dicho material, que presenta un bajo nivel de pérdidas, se encontraba disponible en el departamento de TSC de la UC3M. Esto hizo posible la fabricación de una de las líneas diseñadas para realizar medidas. En la Tabla 4.2 se detallan las características más importantes de dicho material.

Material	AR1000
Fabricante	ARLON
Espesor	1.27 mm
ϵ_r a 10 GHz	10 (Nominal)
δ a 10 Ghz	0.0035
Espesor Cu	35 μ m

Tabla 4.2. Propiedades del sustrato de las líneas

El diseño de las líneas microstrip, que hacen la función de transmitir la energía del puerto de entrada al primer SSRR de la cadena y del último SSRR al puerto de salida, es interesante puesto que involucra varias consideraciones.

Por una parte, se han diseñado de modo que su impedancia sea de 50Ω , valor típico en tecnología microstrip como referencia para los puertos de entrada y salida.

Aludiendo a la Figura 4.1, sólo queda por definir el ancho de tira w y su longitud l , puesto que su espesor t ha sido de $35\mu\text{m}$ (como el resto de metalizaciones de la línea) y el espesor del sustrato queda determinado en base al material comercial que ha sido escogido

Para determinar el valor de w hay que acudir de nuevo a la teoría de las líneas microstrip y utilizar la formulación relacionada:

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } \frac{w}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{w}{d} > 2 \end{cases} \quad (11)$$

Donde A y B son valores parciales cuyas expresiones son:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (12)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

Como se observa en las expresiones, el ancho de la tira es función del material del sustrato (a través de ϵ_r), de su espesor d y de la impedancia de línea deseada Z_0 .

A partir de estas fórmulas, se calculó lo que se denomina permitividad efectiva de una línea microstrip. Este concepto hace referencia a la permitividad equivalente que tendría la línea en un medio homogéneo y que de nuevo, depende de las características del dieléctrico y de la impedancia de la línea. Esta permitividad es muy importante, puesto que a partir de ella se puede calcular la velocidad de fase y la longitud de onda de las señales a través de la línea a una frecuencia determinada. Las expresiones son las siguientes:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{w}}} \quad (14)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{C_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (15)$$

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (16)$$

A partir de las expresiones (11)-(16) y del resto de parámetros de diseño mencionados, se tienen los resultados listados en la Tabla 4.3.

Anchura de la tira w	1,2145 mm
Permitividad efectiva ε_{eff}	8,646
Velocidad de fase v_p	$\approx 10^8 \frac{m}{s^2}$
Longitud de onda a 2.45 GHz	2,267 cm

Tabla 4.3. Cálculo de parámetros microstrip

Por otra parte, para diseñar las líneas de entrada y salida hay que tener en cuenta que se pretende demostrar la propagación de MIW a través de los resonadores. Por este motivo, es necesario que el campo magnético al que se ven sometidos los SSRR sea máximo. Un máximo de campo magnético viene relacionado con un máximo de corriente eléctrica, por lo que para conseguir un máximo acoplo se ha de hacer coincidir el eje de los SSRR con un máximo en corriente en las líneas microstrip de entrada y salida. Se sabe que una línea de transmisión terminada en circuito abierto describe una onda estacionaria como la que se muestra en la Figura 4.3. En ella puede verse que el máximo en corriente más cercano al extremo de la línea se encuentra a una distancia de $\frac{\lambda}{4}$ del mismo.

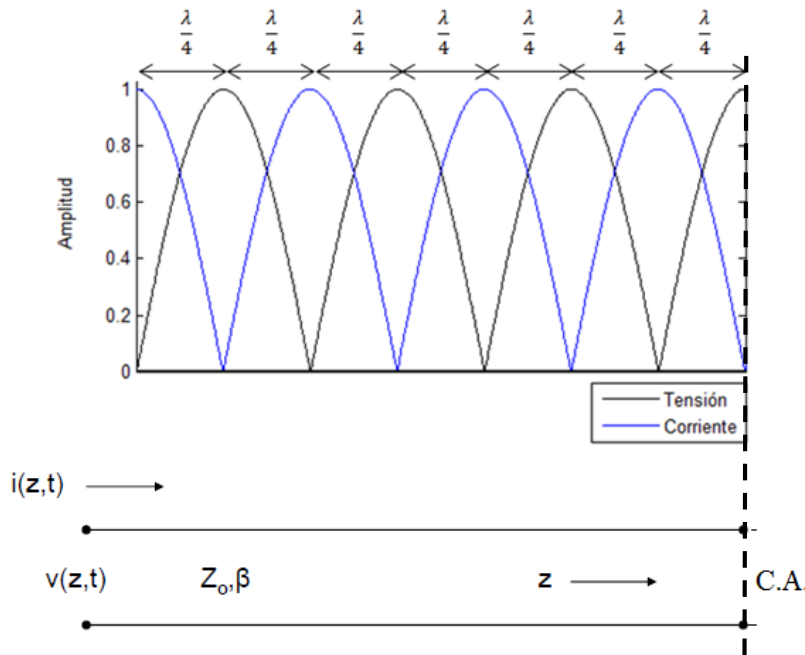


Figura 4.3. Onda estacionaria de una línea en CA

Por tanto, para lograr el máximo acoplo de energía, la distancia entre los extremos finales de las líneas de entrada y salida y el eje del array de resonadores ha de ser un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de resonancia. Para una mejor visualización se presenta la Figura 4.4.

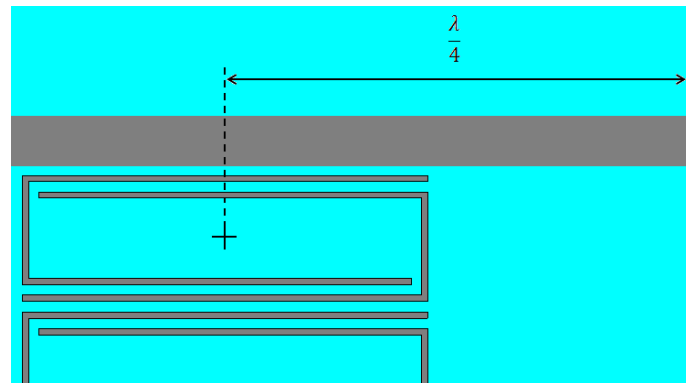


Figura 4.4. Longitud líneas microstrip

En esta figura hay que considerar que el puerto por el que se alimenta la línea está a la izquierda de la figura y que el extremo abierto de la línea es el que se ve a la derecha. De la misma forma se ha diseñado la línea del puerto de salida. En ese caso, el extremo abierto de la línea quedaría a una distancia $\frac{\lambda}{4}$ a la izquierda del centro de los SSRR.

Sobre el diseño de los SSRR se ha hablado de forma previa, por lo que del diseño completo de la línea de MIW sólo resta comentar las consideraciones acerca de los

puertos de entrada y salida que se han implementado para realizar las simulaciones de la línea.

A la hora de insertar los puertos de entrada y salida en el diseño software de las líneas microstrip, se puede hacer de forma intuitiva situándolos de forma correcta junto con el resto de elementos y dándoles un tamaño lo suficientemente grande para que en la simulación los modos de propagación obtenidos sean cuasi-TEM. En este trabajo se ha preferido utilizar una macro que incorpora *CST Microwave Office* llamada “*Calculate extension port coefficient*”.

A partir de ella, seleccionando el tipo de línea (microstrip, stripline), la permitividad y espesor del sustrato dieléctrico y el ancho de tira que se ha calculado de forma analítica, el programa calcula para el ancho de banda de la simulación un denominado coeficiente de extensión relacionado con las dimensiones óptimas que han de tener los puertos de la guía de onda.

En la Figura 4.5 se muestran las dimensiones de puerto óptimas que recomienda el programa a partir de las consideraciones mencionadas.

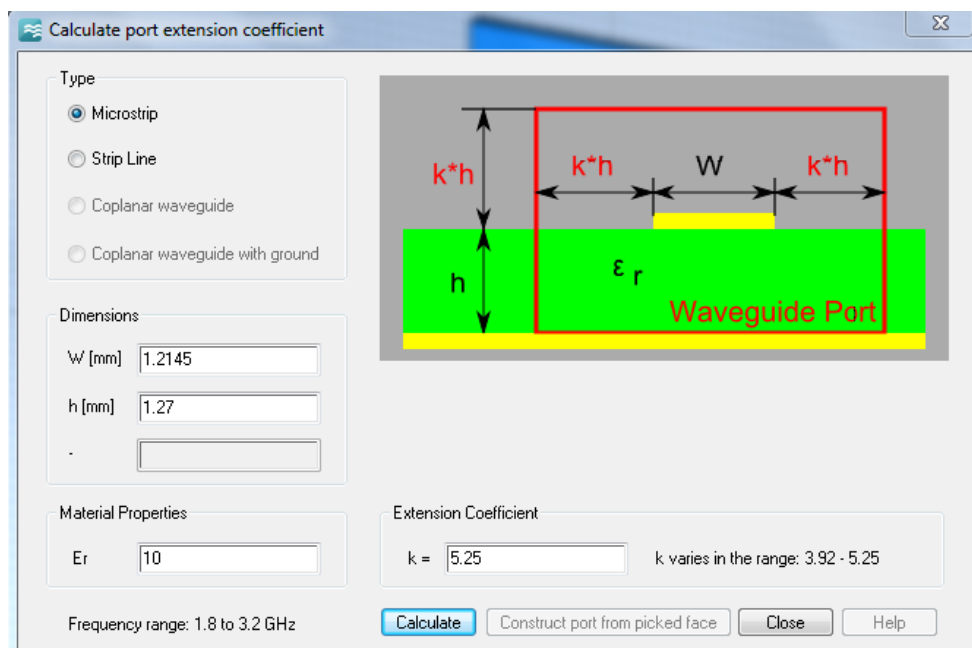


Figura 4.5. Dimensiones de los puertos de las líneas microstrip

Finalmente, el diseño completo con todos los elementos descritos tiene el aspecto mostrado en la Figura 4.6 y en la Figura 4.7.

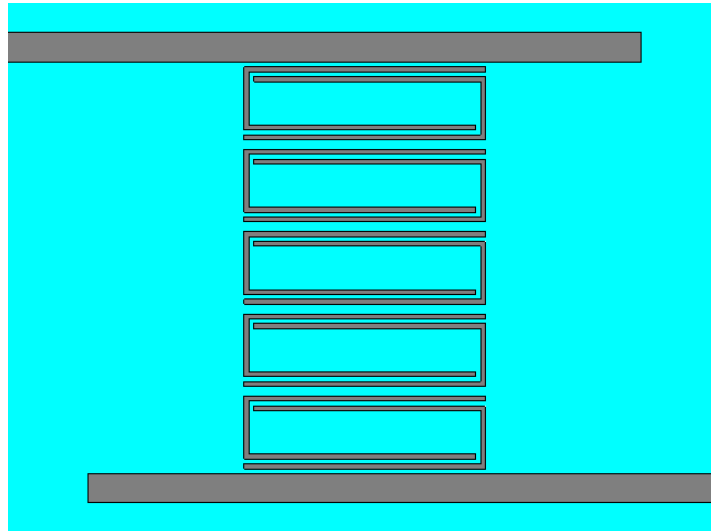


Figura 4.6. Línea de MIW I

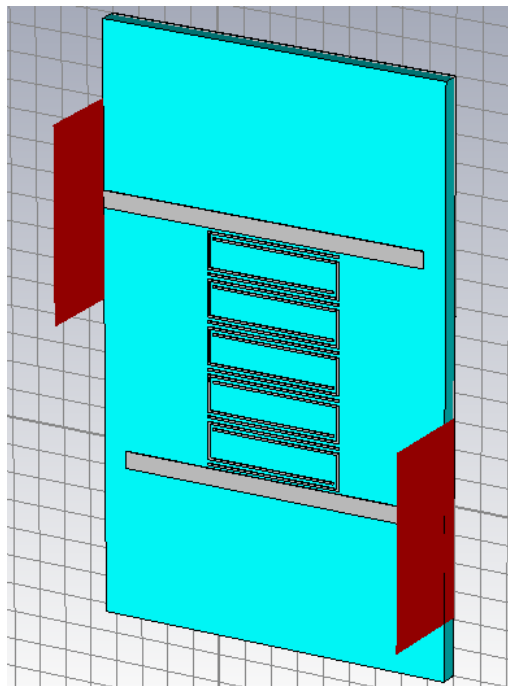


Figura 4.7. Línea de MIW II

4.3 Simulación de la línea MIW

Tras completar la construcción de la línea, se procedió a realizar la simulación de su comportamiento. *CST Microwave Office* ofrece varios tipos de simuladores. Para este caso, los más importantes han sido el “*Transient solver*” (simulador en el dominio del tiempo) y el “*Frequency domain solver*” (simulador en el dominio de la frecuencia).

La primera prueba que se hizo fue la comprobación de que los SSRR eran capaces de recibir energía de forma acoplada, ya que no había contacto físico ni entre ellos ni con las líneas en entrada y salida, e iría transmitiendo de unos a otros hasta el final de la línea y conformar, por tanto, un camino entre el puerto de entrada y el puerto de salida.

En tecnología de microondas es muy común acudir a los parámetros de dispersión o parámetros S para describir el comportamiento de los dispositivos en términos de intercambio de energía entre sus puertos. Por tanto, para comprobar la existencia de acoplo magnético entre los SSRR, se realizó una simulación en la que se obtuvieron los parámetros S de la red para comprobar que el parámetro S_{21} (parámetro de transmisión del puerto 1 al puerto 2) tenía un valor no despreciable, es decir, que existía una transmisión efectiva de energía del puerto de entrada al puerto de salida.

El simulador en el dominio de la frecuencia ofrece, entre otras cosas, una representación de los parámetros S con la frecuencia, por lo que en un primer acercamiento ha sido el simulador utilizado.

Este simulador tiene una serie de parámetros libres. Por una parte, se ha de especificar el ancho de banda en el que se va a realizar la simulación. En este caso se ha escogido un ancho de banda centrado en la frecuencia de resonancia de los SSRR lo suficientemente grande como para incluir el ancho de banda que ofrece la línea de MIW.

En cuanto a la frecuencia de simulación, además de determinar su ancho de banda, también existe la posibilidad de especificar una o varias “frecuencias de adaptación”, frecuencias en las que se realiza un mayor número de pasos de simulación. En este caso se seleccionó una frecuencia de adaptación correspondiente a la frecuencia de resonancia de los SSRR. El usuario también puede escoger un conjunto discreto de frecuencias que se quiere que el simulador pruebe. Si no se determinan, es el simulador el que elige el valor y número de frecuencias en las que va a simular en base a sus cálculos y los otros parámetros especificados.

Tras ello se han de determinar los parámetros del “Control de densidad de mallado” del programa. Aumentar el número de líneas de este mallado resulta en una simulación más realista del diseño, pero también más costosa computacionalmente. En particular, se han de especificar el número de pasos por longitud de onda y el número mínimo de pasos. Existen otros parámetros avanzados en este apartado, pero se han dejado los que aparecen por defecto. También se ha de elegir el tipo de mallado que va a emplear el programa, bien mediante una estructura basada en tetraedros o bien mediante otra basada en hexaedros.

También hay que especificar el método con el que el programa va a realizar la simulación. Existen tres opciones: un método para diseños de propósito general, otro para diseños de circuitos resonantes que calcula los parámetros S de forma rápida y otro para diseños también de circuitos resonantes que calcula los parámetros S de forma normal, así como los campos electromagnéticos.

Otros dos parámetros muy importantes para la simulación son la precisión que se desea que ésta tenga y el número de puertos y modos que se quiere que sean excitados, es decir, si se quiere que se pruebe a excitar por un determinado puerto, por un subconjunto o por todos y si se quiere emplear el modo principal de excitación en cada puerto o si se prefiere que se exciten todos los modos.

Por último, en las opciones de simulación básicas también se proporcionan tres *checkboxes* para habilitar el barrido de frecuencia de banda ancha (“*Broadband frequency sweep*”), el refinado adaptativo del mallado (“*Adaptive mesh refinement*”) y el análisis de la sensibilidad (“*Sensitivity analysis*”).

A modo de resumen, se presenta en la Tabla 4.4 la configuración completa en cuanto a parametrización de la simulación realizada para la línea de MIW.

Simulador	<i>Frequency domain solver</i>
Método	<i>General Purpose</i>
Precisión	1E-09
Rango de frecuencia de simulación	3 - 6 GHz
Frecuencias de adaptación	una a 4,5 GHz
Conjunto de frecuencias definidas por el usuario	No
Mallado	<i>Tetrahedral</i>
Pasos por longitud de onda	30
Número mínimo de pasos	30
Puertos de excitación	Puerto 1
Modos de excitación	Todos
Impedancia de normalización Parámetros S	50 Ω
Use broadband frequency sweep	Sí
Adaptive tetrahedral mesh refinement	Sí
Use sensitivity analysis	No

Tabla 4.4. Parámetros de simulación – línea MIW

4.4 Resultados de simulación

Tras tener el diseño completo y los parámetros de simulación especificados, se procedió a ejecutarla. Una vez el simulador terminó todos sus cálculos se comprobó que los campos que se propagaban por las líneas de transmisión eran los correctos. La Figura 4.8, extraída de los resultados de simulación de *CST Microwave Office*, muestra que son los modos de propagación cuasi-TEM propios de las líneas microstrip.

Type	E-Field (peak)
Component	x
Mode type	Quasi TEM
Type	H-Field (peak)
Component	x
Mode type	Quasi TEM

Figura 4.8. Modos propagados por las líneas microstrip de entrada y salida

Tras esta comprobación inicial se analizó el coeficiente de reflexión de la línea MIW. La Figura 4.9 muestra el parámetro de reflexión en módulo y unidades relativas $|S_{11}|$ (dB) en el ancho de banda de simulación.

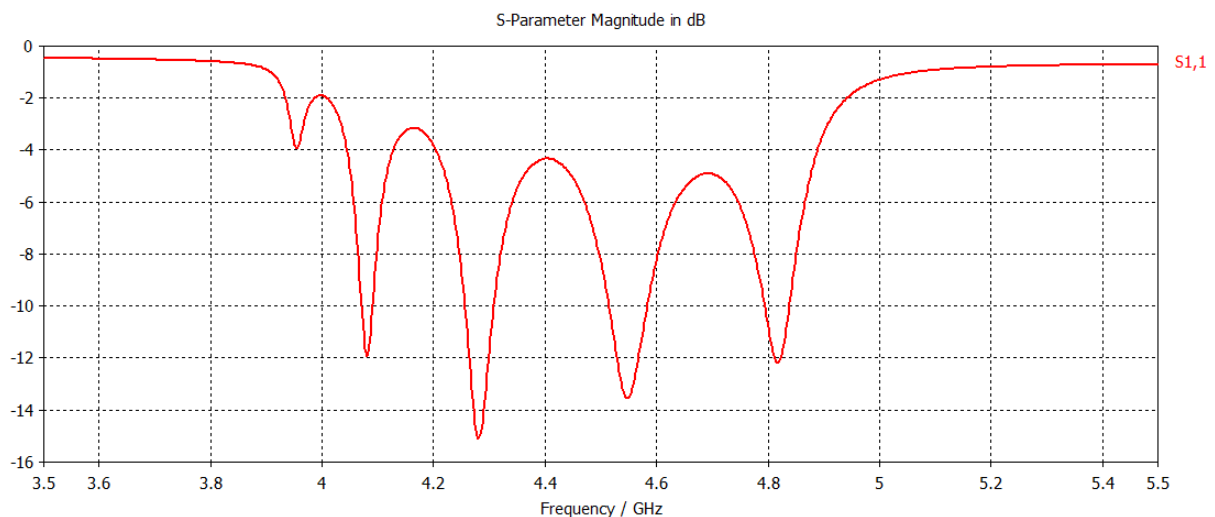


Figura 4.9. Parámetro de reflexión de la línea de MIW

Se puede apreciar una banda de adaptación centrada en torno a algo menos de 4.5 GHz, frecuencia de resonancia de los SSRR.

En la Figura 4.10 se muestra el parámetro de transmisión del puerto de entrada al de salida en módulo y unidades relativas $|S_{21}|$ [dB] en función de la frecuencia.

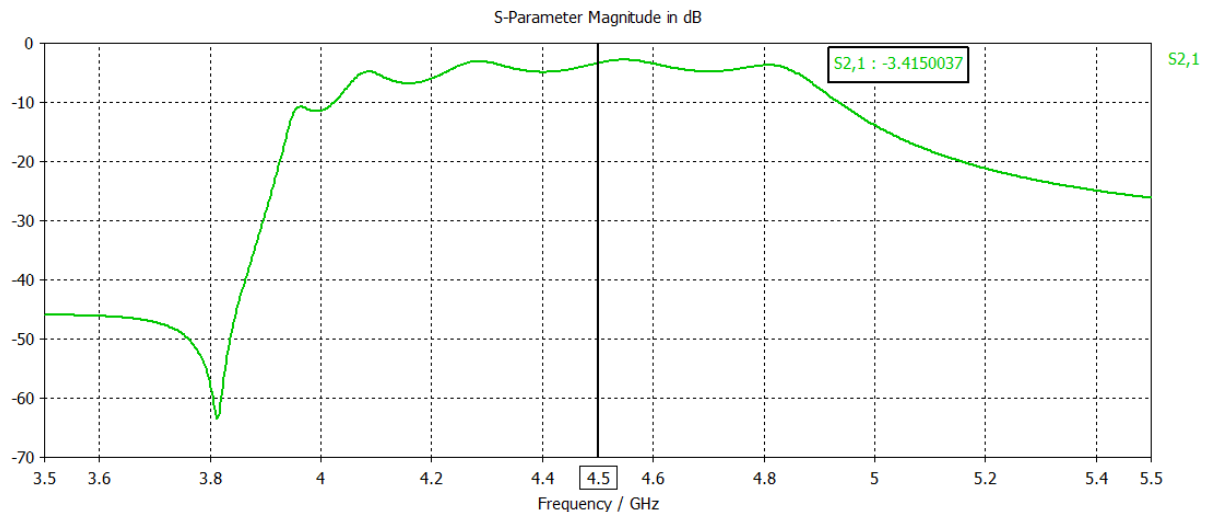


Figura 4.10. Parámetro de transmisión de la línea de MIW

Este parámetro está directamente relacionado con el anterior, pero en esta figura puede verse claramente que existe un flujo de energía entre los dos puertos de la línea. Se recuerda que no que existe un camino físico entre ellos por lo que este flujo viene a demostrar la transducción de ondas microstrip a ondas magnetointuctivas que se van acoplando sucesivamente entre resonadores hasta llegar al final de la cadena, momento en el cual se produce una transducción inversa a la inicial. Se demuestra, por lo tanto, la existencia (transducción y propagación) de las MIW.

Como se predijo en la introducción teórica, las MIW son señales paso banda. El valor de pérdidas obtenido a la frecuencia central ha sido de unos 3.4dB. En cuanto al ancho de banda, el criterio escogido ha sido el del ancho de banda a -3dB, es decir, el intervalo en el que el parámetro de transmisión se ve reducido en 3dB respecto a su valor máximo. El valor obtenido atendiendo a este criterio es de 824MHz, que normalizado por el valor de la frecuencia central es del 18.3%.

Finalmente, se ha calculado el retardo de grupo que existe entre los puertos de entrada y salida a fin de comprobar si este tipo de líneas es adecuado para aplicaciones de retardo de señales.

CST Microwave Office tiene integrada una macro llamada “*Group Delay Computation*” que calcula este parámetro entre los puertos que se desee. Esta línea es simétrica tanto física como eléctricamente, por lo que se calculó el retardo de grupo entre el puerto 1 y el puerto 2. El retardo en el camino inverso habría de ser el mismo. De nuevo el cálculo no se ciñe a una sola frecuencia, sino que se calcula este retardo en todo el rango de frecuencia de simulación. En la Figura 4.11 se muestra el retardo de grupo frente a la frecuencia.

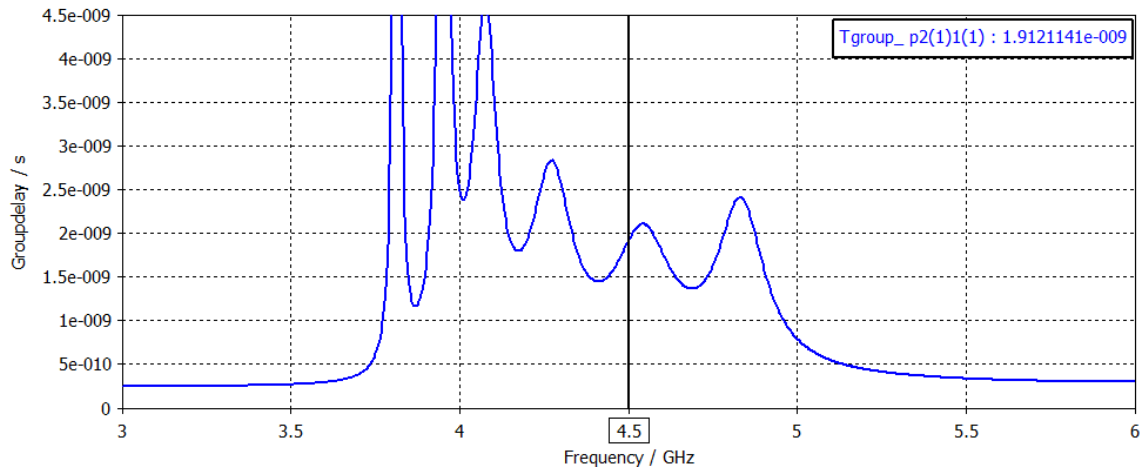


Figura 4.11. Retardo de grupo de la línea de MIW

Dicho retardo tiene un valor aproximado de 2ns a la frecuencia central de la línea. Para ponderar adecuadamente este valor, basta acudir a la línea y extraer de sus dimensiones el valor de longitud total que existe entre puertos, que es de unos 24mm. Si se calcula el retardo de propagación de una onda electromagnética a la velocidad de la luz en el vacío en recorrer dicha distancia se tiene que es:

$$r = \frac{l}{c_0} = \frac{24 \cdot 10^{-3} [m]}{3 \cdot 10^8 \left[\frac{m}{s} \right]} = 8 \cdot 10^{-11} [s] \quad (17)$$

Donde r es el retardo de grupo de la onda EM en espacio libre, l la longitud de la distancia recorrida y c_0 la velocidad de la luz en el vacío. Si se compara este valor de 0.08ns con el valor de 2ns que se ha obtenido a partir de la línea de MIW, se tiene que el retardo que ofrece la línea MIW es de $\frac{2}{0.08} = 25$ veces el de la propagación libre.

El paso de una señal por una línea microstrip ya produce un retardo en función del material de sustrato con el que esté fabricada. Teniendo en cuenta esto, y para realizar una comparación justa, en la expresión (17) se ha de sustituir c_0 por v_p , velocidad de fase que fue descrita en el apartado 3.2 y cuyo valor a la frecuencia de 4.5GHz fue calculado y mostrado en la Tabla 4.4 como $v_p \approx \frac{c_0}{3}$. Realizando el cálculo se tiene que la propagación de una señal a la frecuencia de operación de 4.5GHz a su paso por la línea MIW presentada ofrece un retardo más de 8 veces superior al de una línea microstrip convencional.

A modo de resumen, se presenta la Tabla 4.5 con la comparativa entre los valores de retardo a frecuencia de 4.5GHz para una distancia de 24mm (distancia entre puertos de la línea de MIW diseñada).

Modo	Retado (ns)
Propagación en espacio libre	0,08
Propagación en línea microstrip	0,24
Propagación en línea de MIW	2

Tabla 4.5. Retardo de propagación en diferentes medios

4.5 Conclusiones

- Se ha diseñado y simulado una línea MIW a partir de SSRR acoplados entre sí de modo magnético.
- Se han diseñado todos los elementos de la línea de MIW: los SSRR y sus dimensiones, su número, la distancia que los separa, el material y espesor de las metalizaciones y el plano de masa, el sustrato dieléctrico de la placa microstrip, las dimensiones y posición de las líneas microstrip de entrada y salida, etc.
- Se han especificado todos los parámetros necesarios para realizar el diseño de la línea mediante *CST Microwave Office*: unidades de medida, materiales, condiciones de contorno, dimensiones de los puertos de entrada y salida que realizan la transducción a MIW, etc.
- Se han especificado todos los parámetros necesarios para realizar la simulación con el software: tipo de simulador, rango de frecuencia de simulación, tipo de mallado y número de líneas del mismo, precisión de la simulación, números de modos de propagación excitados por los puertos de entrada, etc.
- Se ha demostrado la existencia de las MIW a partir de la existencia de transmisión de energía entre los puertos de entrada y salida de la línea a través una estructura de partículas sin contacto físico directo: los SSRR acoplados de forma magnetoinductiva. Para ello se han obtenido los parámetros de dispersión o parámetros S para ver la transmisión y reflexión de energía que existe entre el puerto de entrada y salida de la línea.
- Se ha demostrado el carácter paso banda de las MIW con un ancho de banda centrado en la frecuencia de resonancia de los SSRR de unos 824MHz, que normalizado por el valor de la frecuencia central corresponde al 18.3%

- Se ha obtenido un valor de pérdidas cercano a 3.4dB a la frecuencia central de la línea.
- Se ha calculado el retardo de grupo que ofrece la línea para posibles aplicaciones como línea de retardo de señales. Su valor aproximado de 2ns es 25 veces superior, aproximadamente, al que se produciría en la propagación de una onda electromagnética en espacio libre y más de 8 veces superior el que se obtendría en la propagación de la señal por una línea microstrip convencional con el mismo sustrato.

Capítulo 6

Líneas MIW y EIW en banda ISM-2.45GHz como líneas de retardo para tags RFID

Una vez que se han demostrado los principios físicos que rigen el funcionamiento de las líneas MIW y EIW y que el retardo que ofrecen las hace adecuadas como líneas de retardo, se va a proponer un primer diseño que sea implementable, cumpliendo las cuestiones regulatorias concernientes a la tecnología RFID. Para conseguir buscar mayores retardos se ha introducido un sexto resonador en las líneas.

En la Tabla 2.1 se listaron las bandas en las que las aplicaciones RFID pueden operar. De entre todas ellas se ha escogido la banda ISM cuya frecuencia central es de 2.45GHz. En los capítulos 3 y 4 se comprobó que las líneas MIW y EIW funcionaban en una cierta banda de paso en torno a la frecuencia de resonancia de los SSRR y CSSRR, respectivamente. Esta frecuencia, como se describió en el capítulo 2, venía dada principalmente por las dimensiones de dichos resonadores. Como la frecuencia de resonancia disminuye según aumenta el tamaño del resonador, para pasar de la frecuencia central de 4.5GHz que se tenía inicialmente a la deseada de 2.45GHz, el tamaño del resonador pasa a ser a algo menos del doble que el original. Aludiendo a la Figura 3.3, las dimensiones finales de los resonadores a 2.45GHz son las que se listan en la Tabla 6.1.

Longitud	Valor
d1	9.6 mm
d2	9.2 mm
h1	2.6 mm
h2	2.2 mm
s	0.2 mm
w	0.2 mm

Tabla 6.1. Dimensiones SSRR a 2.45GHz

En cuanto al resto de cuestiones de diseño y simulación, siguen siendo las mismas que las ya presentadas en los capítulos 3 y 4.

6.1 Línea MIW

En este apartado se presentan los resultados que ha arrojado la simulación de una línea MIW con la nueva frecuencia de 2.45GHz. En la Figura 6.1 se muestran los parámetros de reflexión y transmisión.

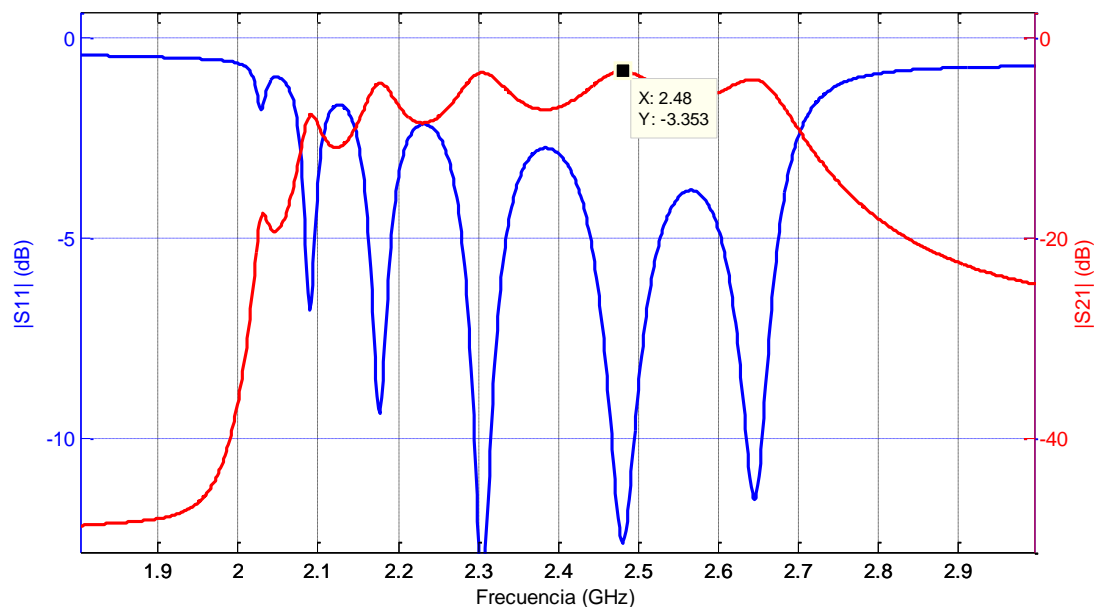


Figura 6.1. Parámetros S de la línea MIW a 2.45GHz

Se puede comprobar que el perfil de los parámetros S de esta línea es prácticamente idéntico al de la línea original, con una frecuencia central diferente. Se puede validar por tanto el diseño de los SSRR. En la figura se ha destacado el valor mínimo de pérdidas, cercano a los 3.3dB. Debido al rizado que presentan ambos parámetros, se da un valor de compromiso de 5.2dB para el nivel de pérdidas promedio en la banda de paso de la línea.

Los resultados en cuanto al retardo de grupo que ofrece la línea se presentan en la Figura 6.2. De nuevo existe una oscilación, pero puede darse un valor de compromiso de 3.3ns.

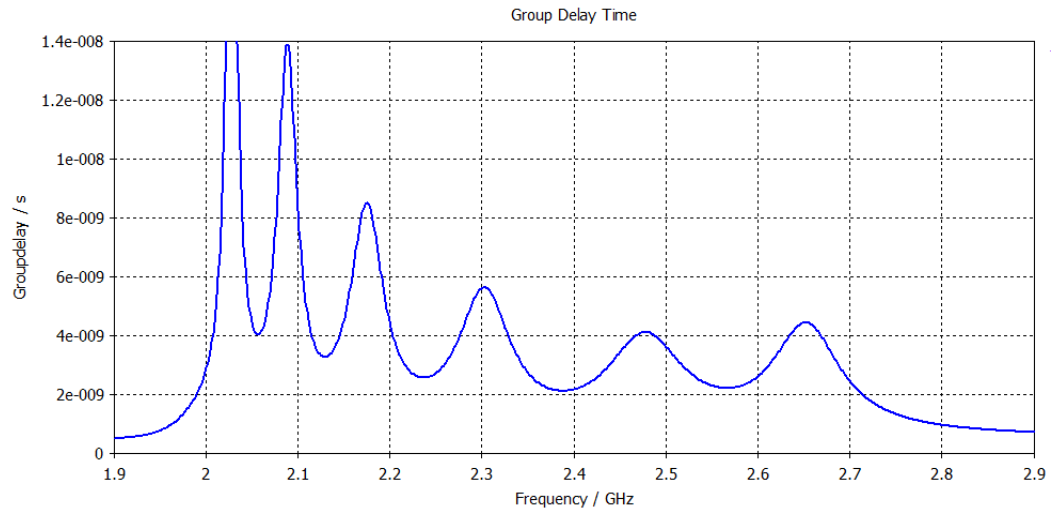


Figura 6.2. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz

Tras validar el diseño a la nueva frecuencia de 2.45GHz, se ha estudiado cómo se ven afectados sus resultados al aumentar el periodo del array de SSRR, esto es, la distancia entre resonadores, para buscar retardos de grupo superiores. A partir de las dimensiones de los SSRR y del gap inicial entre ellos (0.2mm), se tiene que el periodo de array inicial con el que se han obtenido los resultados presentados es de 2.8mm. Además de este, se han realizado simulaciones para valores de periodo de array de 3, 3.2 y 3.4mm.

En cuanto al parámetro de reflexión de la línea, se puede ver en la Figura 6.3 que aumentar el periodo del array para lograr retardos de grupo superiores va en claro detrimento del ancho de banda que ofrece la línea. Nótese que en la figura se han representado los valores para los valores extremos del rango de periodos simulados, para una correcta visualización de la figura. La evolución del ancho de banda con el periodo de array se analizará en el capítulo 5.3.

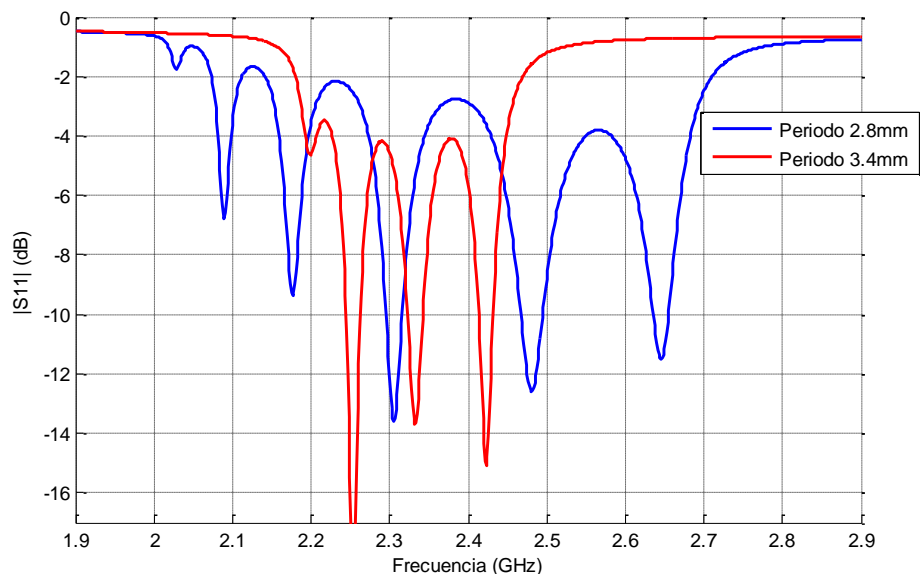


Figura 6.3. Adaptación de la línea MIW a 2.45GHz para diferentes periodos

En cuanto al parámetro de transmisión de la línea, que determina su nivel de pérdidas, lo resultados son los mostrados en la Figura 6.4.

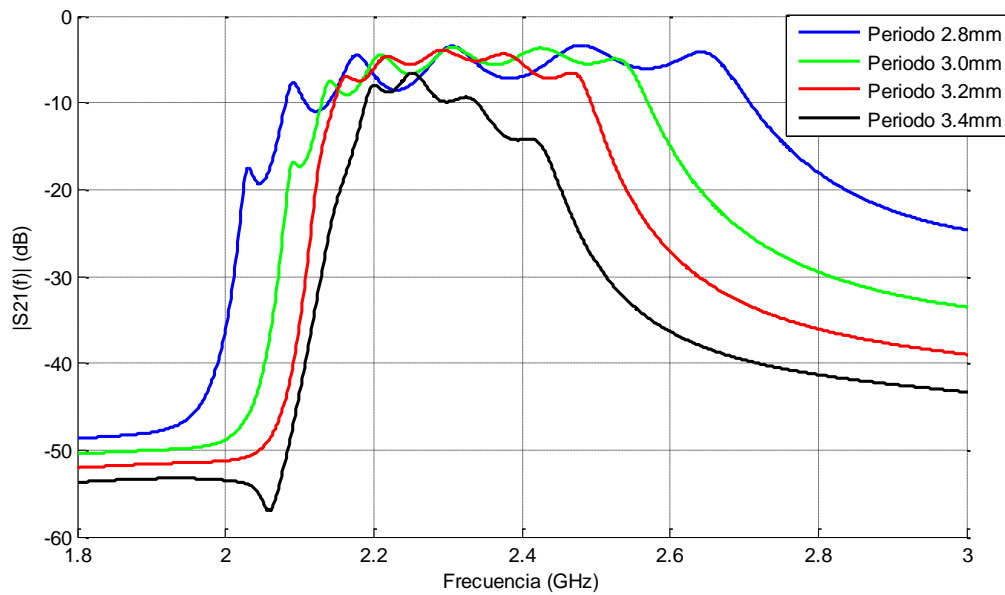


Figura 6.4. Transmisión de la línea de MIW a 2.45GHz para diferentes periodos

Puede comprobarse de nuevo la degradación en términos de ancho de banda que se produce al aumentar la separación entre resonadores. Hay que destacar que el nivel de pérdidas no se ve muy afectado para los tres primeros periodos, pero para el cuarto periodo de 3.4mm sí se puede apreciar un aumento considerable. Se realizó una nueva simulación con un quinto periodo de 3.6mm y el perfil mostraba un nivel de pérdidas ya muy degradado ya. Por tanto, se puede concluir que la degradación del nivel de pérdidas que ofrece la línea MIW al aumentar el periodo del array de resonadores existe pero no es lineal. Para pequeñas desviaciones respecto a un valor razonable no hay gran variación, pero existe un punto de ruptura en el que el nivel de pérdidas aumenta de forma abrupta. Se presenta la Tabla 6.2 con los valores de pérdidas para cada uno de los cuatro periodos.

Periodo (mm)	Pérdidas (dB)
2,8	5,2
3	5,2
3,2	6,1
3,4	12,2

Tabla 6.2. Nivel de pérdidas en función del periodo de array – línea MIW

Finalmente, los resultados para el retardo de grupo que presenta la línea son los de la Figura 6.5.

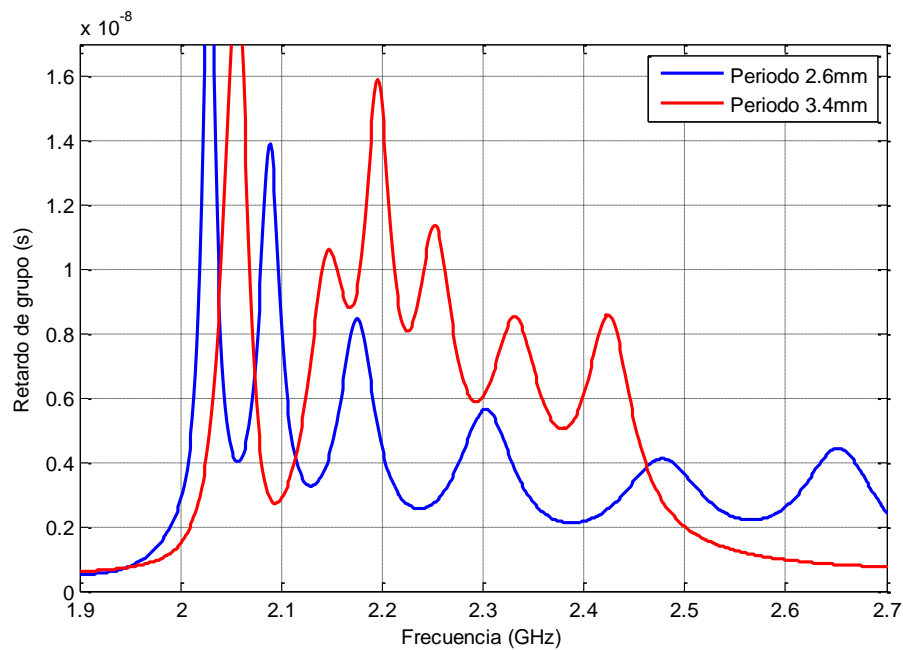


Figura 6.5. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz para diferentes periodos

De nuevo se han tenido que presentar únicamente los valores de los extremos del rango de periodos de array simulados, para una correcta visualización de la figura. Se observa que existe un aumento notorio en el retardo de grupo a medida que se separan los resonadores entre sí, siempre dentro del ancho de banda de las líneas, que se va reduciendo.

Para dar valor cuantitativo a la evolución comentada, se presenta la Tabla 6.3 con los valores de retardo correspondientes a cada uno de los cuatro periodos para los que se ha realizado simulación. El valor se ha obtenido mediante un promedio de valores dentro de la banda de paso que presenta cada línea.

Periodo (mm)	Retardo (ns)
2,8	3,4
3	4,5
3,2	6,1
3,4	6,8

Tabla 6.3. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea MIW

Se hace notar que de un periodo de array de 2.8mm a uno de 3.4mm el retardo que se consigue prácticamente se ha duplicado. La evolución del retardo con el periodo de array se muestra también de forma gráfica a partir de la Figura 6.6.

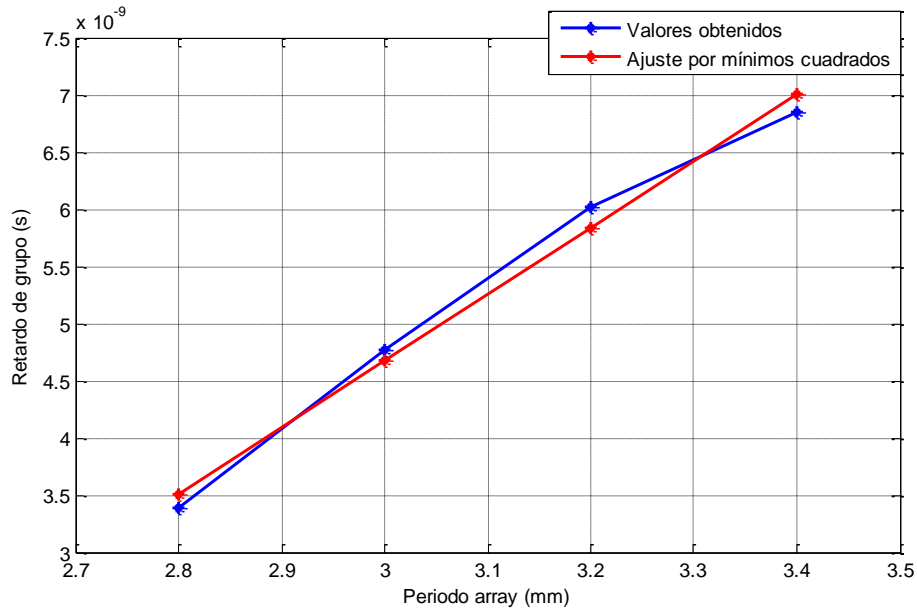


Figura 6.6. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea de MIW

La evolución obtenida es bastante lineal, al menos en el tramo local correspondiente a los valores que han sido simulados. Es por ello que también se ha incluido una recta de ajuste por mínimos cuadrados para comprobar que el error de linealidad de los valores obtenidos respecto a la recta mencionada es pequeño. Los valores de pendiente y ordenada en el origen dan una idea acerca de la sensibilidad obtenida para el diseño, en el rango local en el que se han realizado las pruebas.

La expresión de la recta de ajuste a los datos es la siguiente:

$$Retardo(ns) = 5,82 \left(\frac{ns}{mm} \right) * Periodo_array(mm) - 12,8ns \quad (17)$$

6.2 Línea EIW

En este apartado se repiten las pruebas que se han realizado con la línea MIW para una línea EIW diseñada para una frecuencia central de funcionamiento de 2.45GHz. Inicialmente se presentan los resultados para la línea de partida, esto es, aquella para la cual el periodo de array es de 2.8mm. Los parámetros de reflexión y de transmisión se muestran en la Figura 6.7.

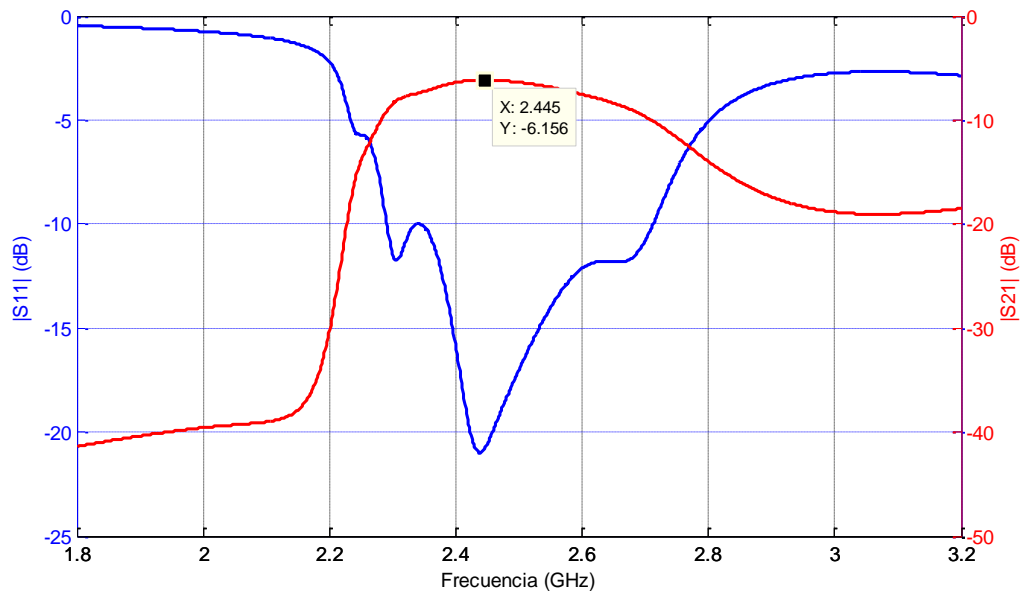


Figura 6.7. Parámetros S de la línea MIW a 2.45GHz.

De nuevo, la línea EIW muestra un nivel de pérdidas mayor y un ancho de banda menor que la línea MIW. Para las pérdidas, se ha destacado en la figura su nivel mínimo, cercano a los 6dB, pero dado que su perfil es decreciente en puntos inmediatamente próximos, se ha escogido un valor de compromiso de 6.8dB como nivel de pérdidas promedio en la banda de paso.

Para los valores de retardo de grupo que ofrece esta línea, se puede ver en la Figura 6.8 que, como ya se vio para los diseños de líneas a 4.5GHz, el retardo que ofrecen las líneas EIW es ligeramente superior al de las líneas MIW. Se puede dar un valor de compromiso de 3.6ns como valor promedio dentro de la banda de paso.

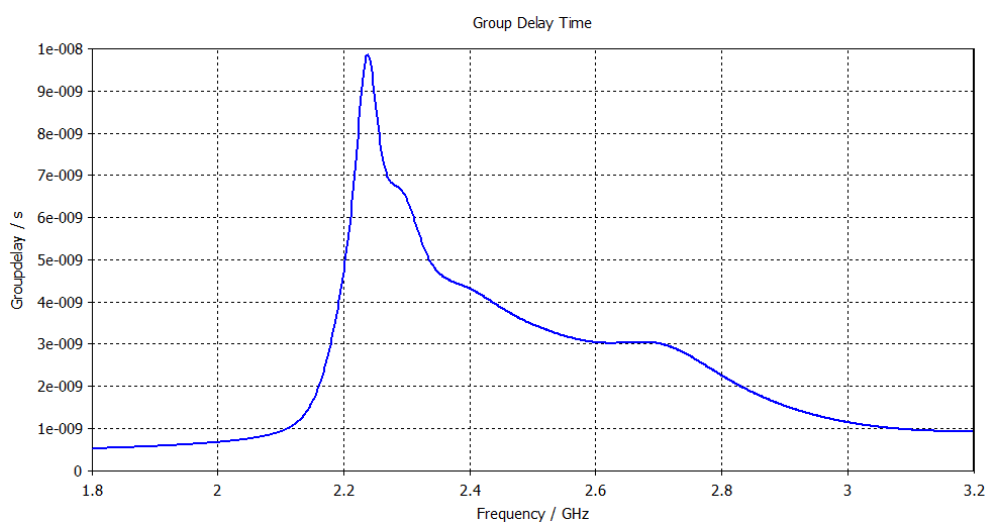


Figura 6.8. Retardo de grupo de la línea MIW a 2.45GHz

Se estudia también para esta línea la variación de los parámetros anteriores a medida que se aumenta el periodo del array de resonadores, con el objetivo de maximizar el

retardo. En cuanto al parámetro de reflexión, los resultados son los que se muestran en la Figura 6.9.

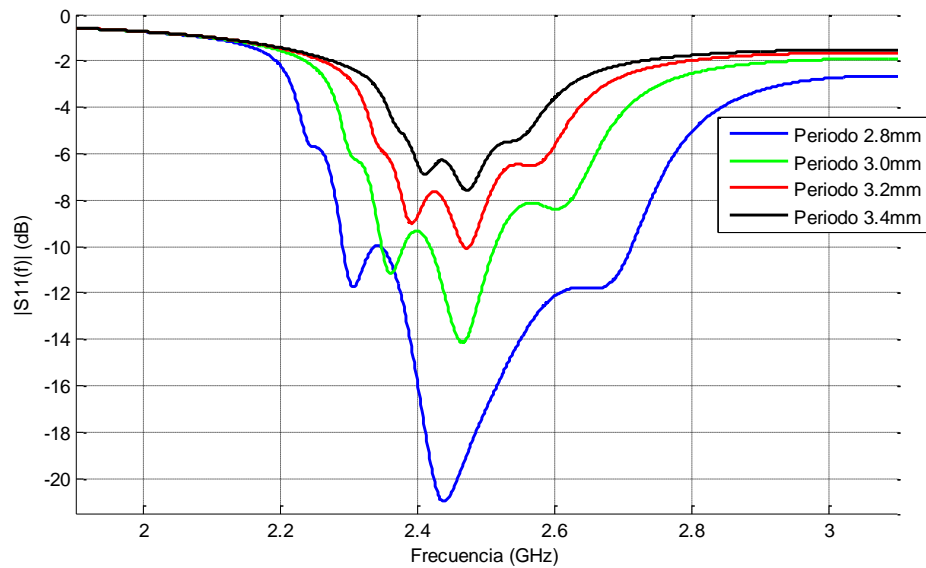


Figura 6.9. Adaptación de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos

Es evidente que aumentar el periodo de array hace que el ancho de banda de la línea se vea notablemente reducido, así como su nivel de adaptación. Esta degradación es mayor que la de la línea MIW, que también sufría el mismo comportamiento. En cuanto al parámetro de transmisión, en la Figura 6.10 se puede comprobar que aumentar la separación entre SSRR hace empeorar de forma drástica su nivel de pérdidas y su ancho de banda.

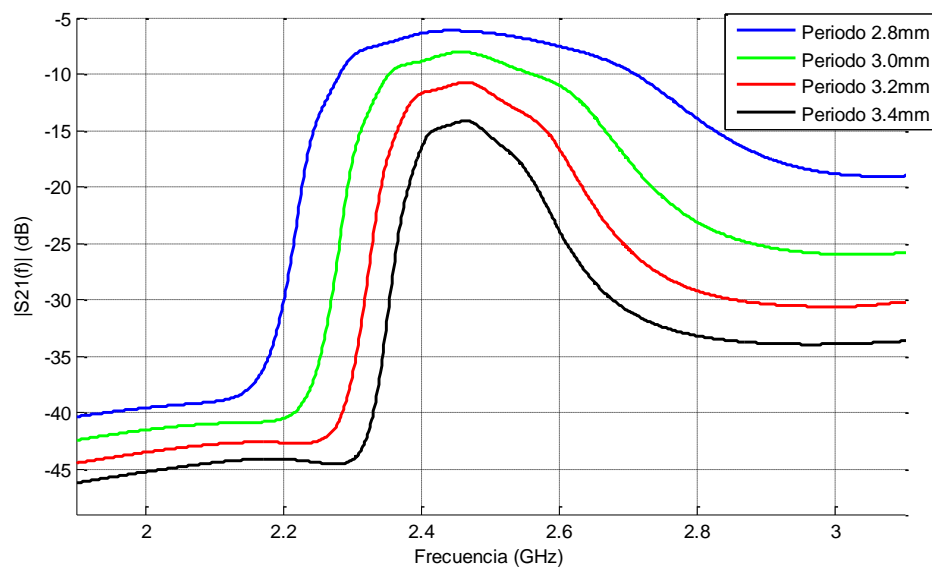


Figura 6.10. Transmisión de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos

Se presenta la Tabla 6.4 con los valores de pérdidas para cada uno de los cuatro periodos.

Periodo (mm)	Pérdidas (dB)
2,8	6,8
3	8,7
3,2	11,5
3,4	14,7

Tabla 6.4. Nivel de pérdidas en función del periodo de array – línea EIW

Los resultados de la evolución del retardo de grupo con el periodo de array son los mostrados en la Figura 6.11.

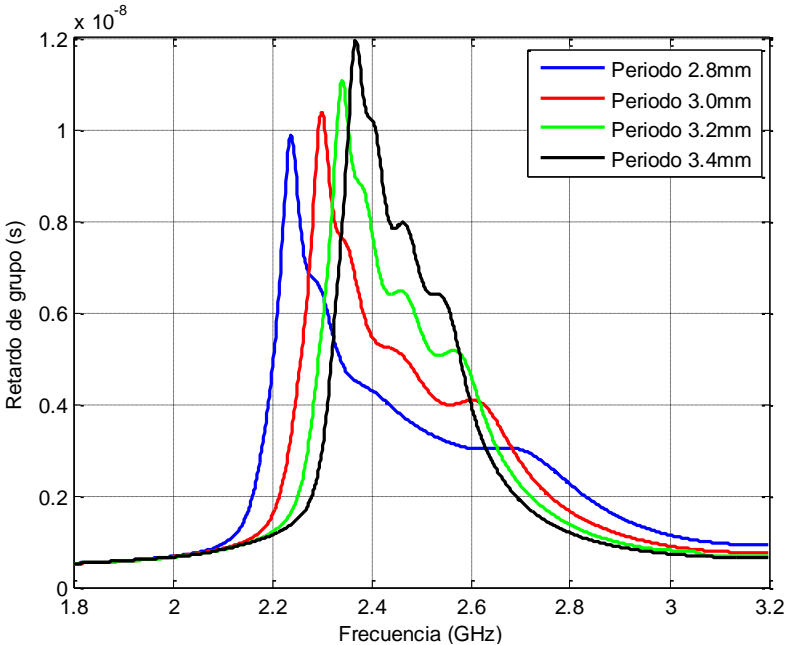


Figura 6.11. Retardo de grupo de la línea EIW a 2.45GHz para diferentes periodos

El retardo de grupo aumenta de forma clara al separar los resonadores. En la Tabla 6.5 se presentan los valores de retado promedio en la banda de paso.

Periodo (mm)	Retardo (ns)
2,8	3,6
3	5
3,2	6,4
3,4	7,3

Tabla 6.5. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea de EIW

Se puede ver cómo el retardo de grupo casi se duplica desde el periodo inicial hasta el final. En la Figura 6.12 se muestra de forma gráfica esta evolución, junto con una recta de ajuste por mínimos cuadrados.

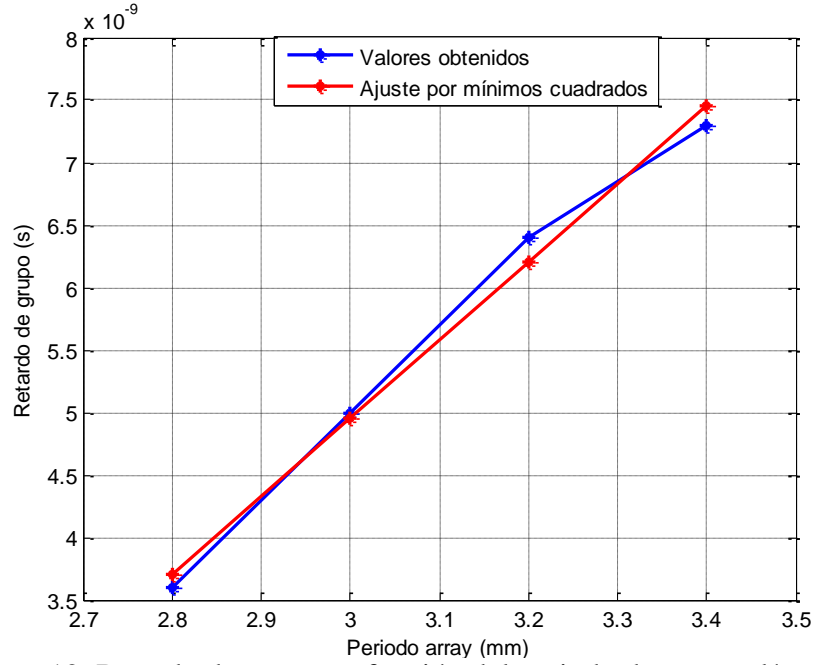


Figura 6.12. Retardo de grupo en función del periodo de array – línea EIW

De nuevo se tiene una evolución muy lineal, al menos en el rango de valores probado. La expresión de la recta de ajuste da una idea acerca de la sensibilidad obtenida en el diseño:

$$Retardo(ns) = 6.25 \left(\frac{ns}{mm} \right) * periodo_array(mm) - 13,8ns \quad (18)$$

Finalmente, se compara a partir de la Figura 6.13 el retardo de grupo que ofrecen ambos tipos de líneas, para diferentes periodos de array. En este caso, dada la linealidad en el comportamiento de ambos tipos de líneas, se han mostrado las rectas a las que han sido ajustados sus valores respectivos.

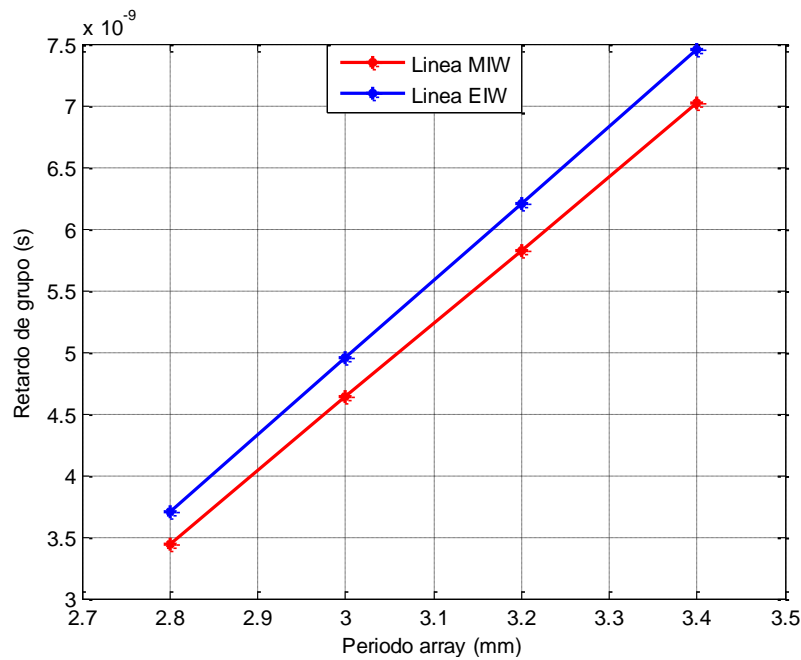


Figura 6.13. Comparativa retardo de grupo en función del periodo de array

A la vista de la gráfica, es claro que el retardo que ofrece la línea de EIW es ligeramente superior al que presenta su dual de MIW, con una pendiente similar en ambos casos.

6.3 Ancho de banda

En este apartado se recoge de forma detallada la información relevante en términos de ancho de banda para cada uno de los diseños presentados, a fin de visualizar la evolución del ancho de banda con el periodo de array para cada uno de los dos tipos de líneas y realizar una comparación final entre ellas. Para ello, definiendo las siguientes variables:

- $A_{\max}(\text{dB})$: valor de amplitud máxima del parámetro de transmisión, en unidades relativas.
- $A_{-3\text{dB}}(\text{dB})$: valor de amplitud del parámetro de transmisión a 3dB por debajo de su valor máximo, en unidades relativas.
- $F_{\min}(\text{GHz})$ valor de frecuencia a la que se tiene $A_{-3\text{dB}}(\text{dB})$, en el extremo inferior.
- $F_{\max}(\text{GHz})$ valor de frecuencia a la que se tiene $A_{-3\text{dB}}(\text{dB})$, en el extremo superior.
- $\text{BW}(\text{MHz})$: ancho de banda absoluto calculado como $F_{\max}(\text{GHz}) - F_{\min}(\text{GHz})$.

- BW(%): ancho de banda relativo resultante de ponderar BW(MHz) por la frecuencia central de la línea (2.45GHz).

Se tienen las siguientes tablas resumen: Tabla 6.6 para las líneas MIW y Tabla 6.7 para las líneas EIW.

	Periodo array			
	2,8mm	3,0mm	3,2mm	3,4mm
A _{max} (dB)	-5,2	-5,2	-6	-12
A _{-3dB} (dB)	-8,2	-8,2	-9	-15
F _{min} (GHz)	2,15	2,18	2,15	2,18
F _{max} (GHz)	2,69	2,56	2,49	2,36
BW(MHz)	541,5	380,1	333,5	176,6
BW(%)	22,10	15,51	13,61	7,48

Tabla 6.6. Evolución del ancho de banda con el periodo del array – Línea MIW

	Periodo array			
	2,8mm	3,0mm	3,2mm	3,4mm
A _{max} (dB)	-6,16	-8,04	-10,73	-14,14
A _{-3dB} (dB)	-9,16	-11,04	-13,73	-17,14
F _{min} (GHz)	2,3	2,34	2,37	2,4
F _{max} (GHz)	2,68	2,6	2,56	2,53
BW(MHz)	390,5	259,5	182,2	135,9
BW(%)	15,94	10,59	7,44	5,55

Tabla 6.7. Evolución del ancho de banda con el periodo del array – Línea EIW

La presentación gráfica de la evolución del ancho de banda con el periodo de array, junto con su ajuste a una recta por mínimos cuadrados, se muestra en la Figura 6.14, para ambos tipos de líneas.

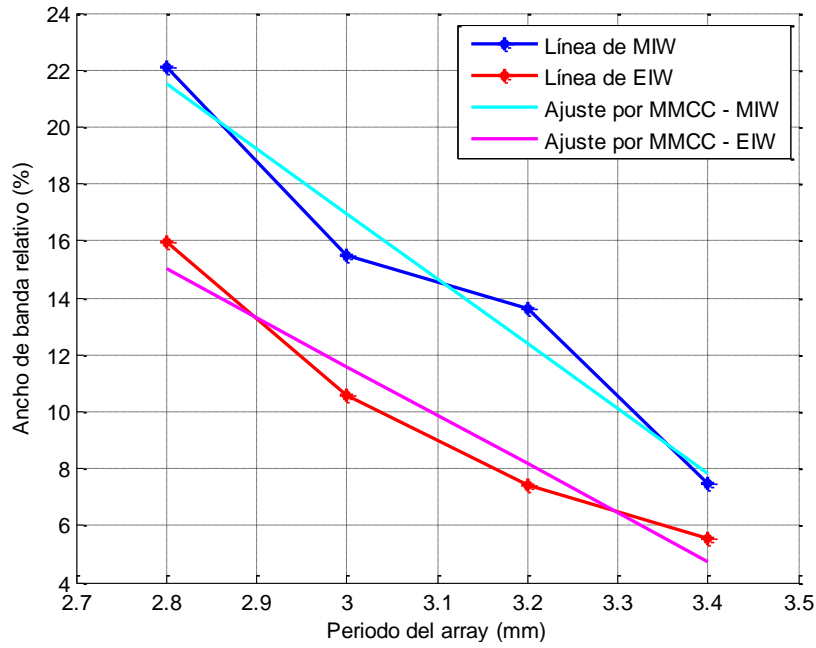


Figura 6.14. Evolución del ancho de banda con el periodo del array

Se puede ver que el ancho de banda de la línea MIW es mayor que el de la EIW, pero también es mayor su disminución progresiva, ya que la pendiente negativa de su recta de ajuste es más pronunciada. En todo caso, ambas situaciones no se llegan a compensar y el ancho de banda de la línea MIW es mayor en todas las pruebas realizadas.

Las expresiones de las rectas que ajustan los datos son las siguientes:

$$BW_{MIW}(\%) = -22,88 \left(\frac{\%}{mm} \right) * periodo_array(mm) + 85,6\% \quad (19)$$

$$BW_{EIW}(\%) = -17,16 \left(\frac{\%}{mm} \right) * periodo_array(mm) + 63,07\% \quad (20)$$

6.4 Resultados experimentales

Para validar los diseños que se han propuesto, se ha fabricado una línea de cada tipo para visualizar sus resultados experimentales y compararlos con los que arrojan las simulaciones. Concretamente, se ha fabricado una línea MIW con periodo de 3.25mm y una línea EIW con periodo de 3mm. Las medidas de los elementos que componen las líneas fabricadas han sido tomadas directamente de los *layouts* de los diseños en *CST Microwave Office* y los materiales han sido los mismos que los especificados en las

simulaciones, es decir, las líneas se han fabricado con AR1000 como sustrato y cobre para las metalizaciones.

6.4.1 Línea MIW

Se presentan los resultados de la línea MIW fabricada, cuyos parámetros han sido medidos con un analizador de redes en el laboratorio, junto con los resultados que ha mostrado la simulación para una línea con las mismas dimensiones y periodo de array. En cuanto al parámetro de adaptación, se puede comprobar en la Figura 6.15 que los valores son muy similares para la línea fabricada y la simulada. La deriva que muestra la curva de la línea simulada no se presenta en la de los valores experimentales, por lo que dicha deriva se puede considerar como un pequeño error que ha introducido el simulador.

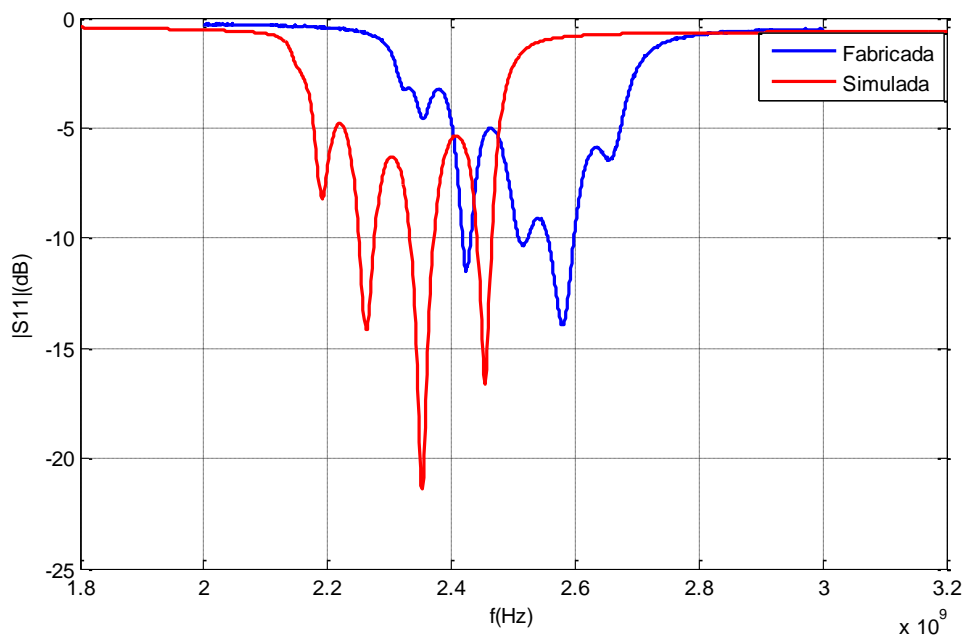


Figura 6.15. Adaptación líneas MIW fabricada y simulada

En cuanto al parámetro de transmisión, en la Figura 6.16 se puede ver que la línea fabricada presenta un nivel de pérdidas algo superior (en torno a 8dB) al de la simulada (en torno a 6dB). Los valores de ancho de banda sí son bastante similares.

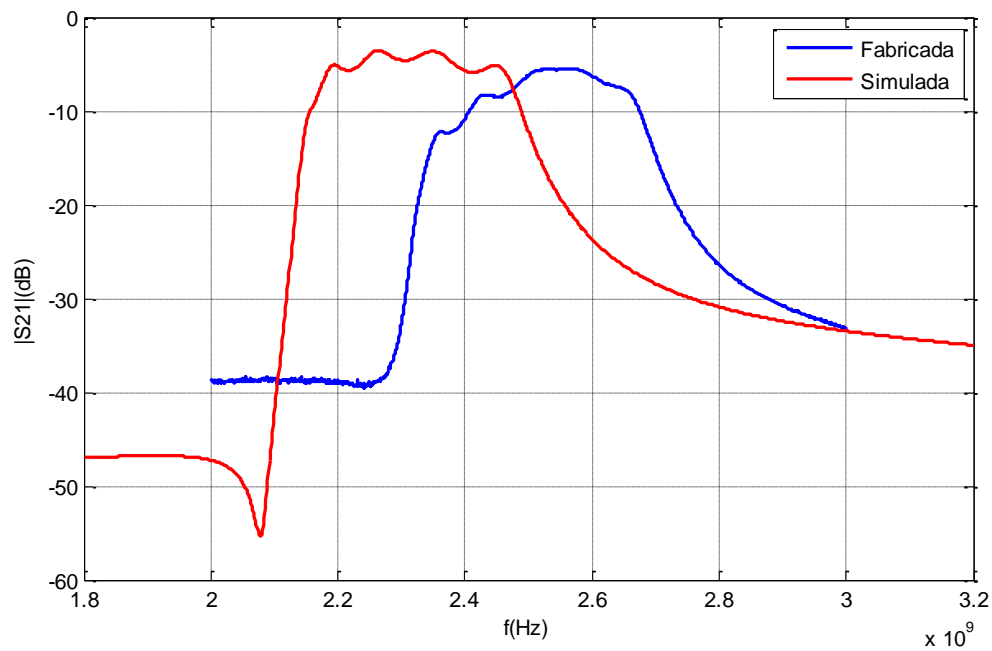


Figura 6.16. Transmisión líneas MIW fabricada y simulada

Respecto al retardo que presenta la línea, en la Figura 6.17 se observa que la línea fabricada presenta un retardo de unos 7ns lo que, a la vista de la Tabla 6.3, parece confirmar que los resultados de simulación son bastante realistas.

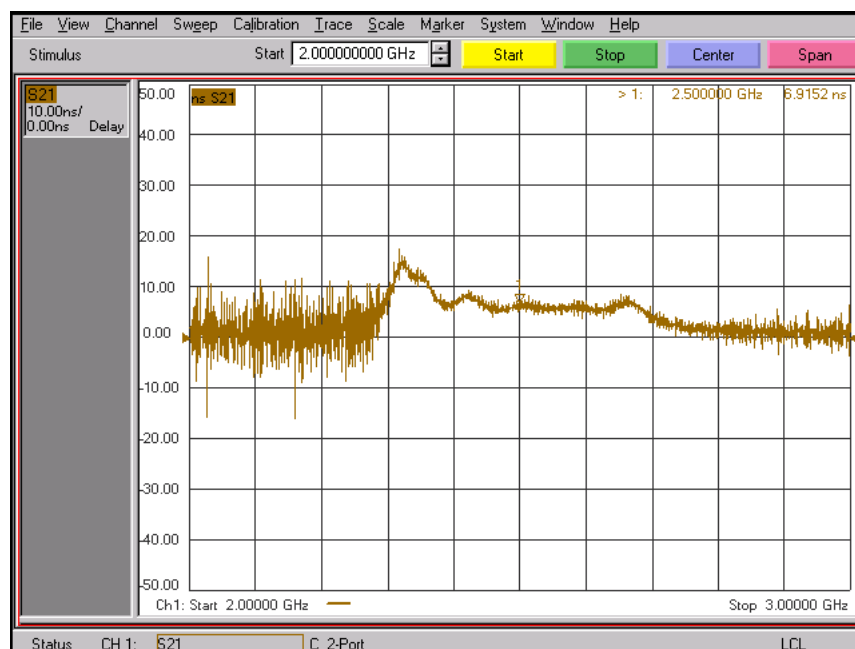


Figura 6.17. Retardo línea MIW fabricada

En la Tabla 6.8 se listan los valores en la banda de paso para los parámetros que han sido comparados.

	Línea simulada	Línea fabricada
Adaptación	-5dB	-6dB
Pérdidas	5,6dB	7,6dB
Ancho de banda	380 MHz (15,5%)	360 MHz (14,7%)
Retardo	6.5ns	7ns

Tabla 6.8. Líneas MIW fabricada y simulada

6.4.2 Línea EIW

En este apartado se comparan los resultados experimentales tras la fabricación de la línea EIW con periodo de array de 3mm con los que muestra su simulación. En la Figura 6.18 se observa un cierto parecido en las curvas del parámetro de adaptación, aunque con mejores valores en simulación.

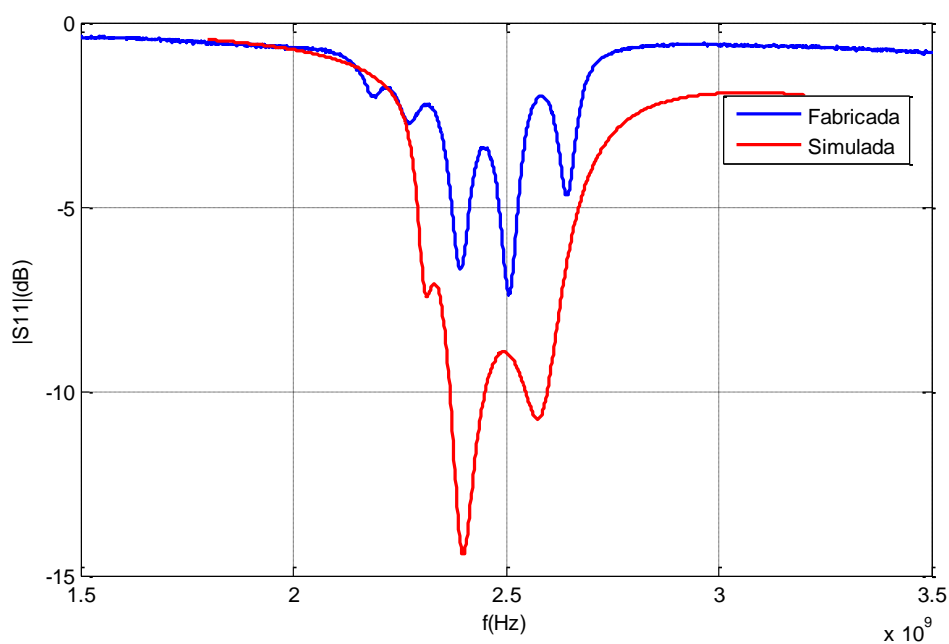


Figura 6.18. Adaptación líneas EIW fabricada y simulada

En cuanto a las pérdidas, la línea simulada presenta mejores valores (en torno a 7dB) que los que se han medida experimentalmente (en torno a 11dB). Respecto al ancho de banda, la medida de la línea real muestra valores algo superiores (232MHz – 9.5%) a los de la simulación (217MHz – 8.9%).

En la Tabla 6.9 se listan los valores en la banda de paso para los parámetros que han sido comparados. El retardo de la línea EIW no pudo ser medido tras un problema con la misma.

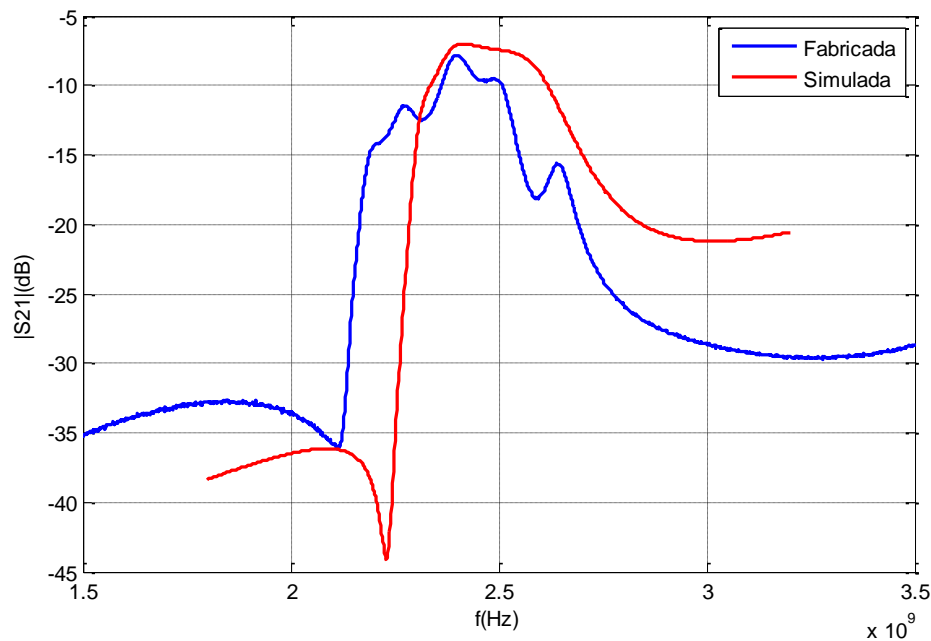


Figura 6.19. Transmisión líneas EIW fabricada y simulada

	Línea simulada	Línea fabricada
Adaptación	-6dB	-4dB
Pérdidas	6.8dB	11dB
Ancho de banda	217MHz (8.9%)	232 MHz (9.5%)

Tabla 6.9. Líneas EIW fabricada y simulada

6.5 Conclusiones

- Se han realizado nuevos diseños de líneas que funcionan en la banda ISM de 2.45GHz, regulada para aplicaciones RFID. Sus resultados de simulación han sido similares a los que ya se obtuvieron para frecuencia de 4.5GHz: la línea MIW tiene un ancho de banda mayor y un nivel de pérdidas menor que la línea EIW y ésta presenta un retardo de grupo ligeramente mayor.
- Se ha realizado una serie de pruebas para ambos tipos de líneas modificando la separación entre resonadores, de forma que se obtuviera el máximo retardo posible sin degradar en exceso otros parámetros, como el nivel de pérdidas o el ancho de banda.

- El ancho de banda de funcionamiento de ambas líneas se ve comprometido al separar los resonadores. Las simulaciones muestran que línea MIW presenta un ancho de banda superior al de la línea EIW, pero su disminución al separar los resonadores es ligeramente mayor. No obstante, para las pruebas realizadas, ambas situaciones no se han llegado a compensar y el ancho de banda de la línea de MIW ha sido mayor en todas las pruebas realizadas.
- En cuanto a los valores de pérdidas, para las simulaciones realizadas, las líneas MIW no se ven incrementados en exceso a la hora de ir separando los resonadores de forma moderada, pero existe un punto de ruptura en el que las pérdidas aumentan de forma abrupta. En las líneas EIW, la degradación se muestra progresiva y bastante más pronunciada.
- Los valores de retardo obtenidos en las simulaciones aumentan de forma clara con el aumento del periodo de array. Con un aumento de algo más del 20% del periodo de array se ha conseguido duplicar el retardo extremo a extremo en ambas líneas. Los valores de retardo de la línea EIW han sido superiores en todo caso a los de la línea MIW. Además, el retardo de grupo aumenta de forma bastante lineal con el periodo de array para ambos tipos de líneas, al menos en el rango local de pruebas realizadas.
- Se han fabricado dos líneas, una línea MIW con periodo de array de 3.25mm y una línea EIW con periodo de 3mm. En general, los valores de pérdidas medidos han sido mayores a los que mostraban las simulaciones, pero los valores de ancho de banda y retardo sí han sido bastante similares.

Capítulo 7

Tags RFID basados en líneas MIW

En este capítulo se aborda el diseño y la simulación de tags para identificación por radiofrecuencia totalmente pasivos y basados en tecnología microstrip. El modelo es conceptualmente sencillo, se trata de interrogar con una determinada señal de radiofrecuencia estos tags y lograr que éstos respondan con otra señal específica para cada uno de ellos, de forma que en recepción se pueda discriminar de cuál se trata y por tanto, realizar la labor de identificación del mismo.

7.1 Tags de 2 bits

En una primera versión, se han diseñado tags RFID basados en líneas MIW con una codificación de dos bits.

7.1.1 Codificación de la información

Lo primero que se necesita es un modelo para codificar los diferentes identificadores que compongan el sistema. Existen múltiples soluciones posibles para hacer esto. Por simplicidad se ha optado por emplear un sistema de codificación digital con los habituales valores de ‘cero’ y ‘uno’ correspondientes a valores de señal a nivel alto y bajo. El sistema no es digital, pues se ha trabajado con señales no están moduladas digitalmente, pero en el receptor sí se tratan las señales recibidas de esta forma a fin de realizar las labores de decodificación. Trabajar de forma digital en recepción ofrece algunas ventajas, entre ellas se puede citar la facilidad de reconstrucción de señales que hayan sufrido atenuaciones o distorsiones no excesivamente severas (con un detector de umbral se pueden devolver a sus valores de señal a nivel alto o bajo) pero sobre todo,

ofrece una gran potencia a la hora de procesar las señales de forma digital mediante sistemas computacionales. A cambio, se necesita incluir conversores analógico-digitales y sistemas de demodulación con una precisa sincronización. Como muestra el título del capítulo, se ha comenzado por un sistema de dos bits en el que se ha diseñado un tag para cada una de las combinaciones binarias posibles que, como es sabido de teoría digital básica, son 2^N , donde N es el número de bits en cuestión. En adelante, los tags diseñados y simulados serán referidos como se muestra en la Tabla 7.1.

Tags diseñados
Tag 00
Tag 01
Tag 10
Tag 11

Tabla 7.1. Lista tags RFID para un diseño de 2 bits

7.1.2 Señales del sistema

En términos de señales de entrada y de salida, ahora cambia el paradigma respecto a lo que se vio en capítulos previos. Se pasa de trabajar en transmisión, es decir, de tener un puerto de entrada y otro de salida dentro de la misma línea a trabajar en reflexión y tener un solo puerto para las señales tanto de entrada como de salida. Esto es así porque lo que interesa es obtener la señal que refleja cada tag cuando se le interroga. El esquema del sistema, de forma muy simplificada, quedaría como el que se muestra en la Figura 7.1.

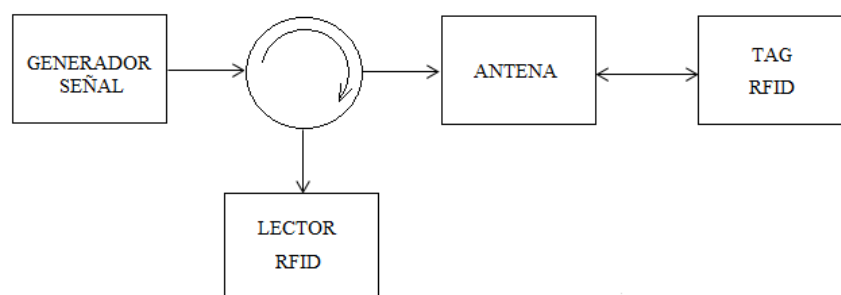


Figura 7.1. Esquema de transmisión-recepción sistema RFID

Por una parte, se tiene el generador de señal. La señal de interrogación que produce se entrega a un circulador, encargado de separar las señales de transmisión y de recepción (la señal de transmisión se entrega a la antena y la de recepción al lector RFID). La

antena se encarga de radiar la señal que le entrega el circulador de forma que el tag se vea interrogado. El tag reflejará una señal modulada según su identificador.

Este esquema es general, en este trabajado se ha trabajado de forma directa, es decir, se ha inyectado la señal de interrogación directamente por el puerto del tag y se ha recogido la señal de respuesta por dicho puerto. Una de las líneas futuras sería la simulación y comprobación experimental del medio inalámbrico.

En cuanto a las señales empleadas para interrogar los tags, se ha de tener en cuenta que, como ya se vio en capítulos previos, este tipo de líneas son paso banda, por lo que se ha de elegir una señal modulada a frecuencia de microondas y con el ancho de banda adecuado. En un primer momento se descartó emplear pulsos rectangulares porque, pese a que usar pulsos muy cortos y jugar con los tiempos de subida y bajada para meterlos dentro de la banda de paso de las líneas era una posibilidad, se vio que había una solución más sencilla en términos de ancho de banda. En este caso se optó por emplear pulsos gaussianos. Los pulsos gaussianos son señales de oscilación senoidal cuya envolvente es una gaussiana.

La expresión de un pulso gaussiano en el dominio del tiempo es la siguiente:

$$p(t) = \cos(2\pi ft) e^{\frac{-(t-t_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (21)$$

Donde:

- f es el valor de frecuencia a la que oscila el pulso, que en este caso se ha modulado a 2.45GHz
- t_0 es el punto central del pulso en el dominio del punto, en el que el pulso alcanza su amplitud máxima
- σ es el valor de desviación típica en una función gaussiana. Se sabe que en el rango de $\pm 3\sigma$ respecto a t_0 se encuentra el 99.7% del área que encierra una función gaussiana sobre el eje de abscisas, al que tiene asintóticamente. Este valor sirve para determinar el ancho de los pulsos en el dominio temporal.

El aspecto que tiene un pulso gaussiano el que se muestra en la Figura 7.2.

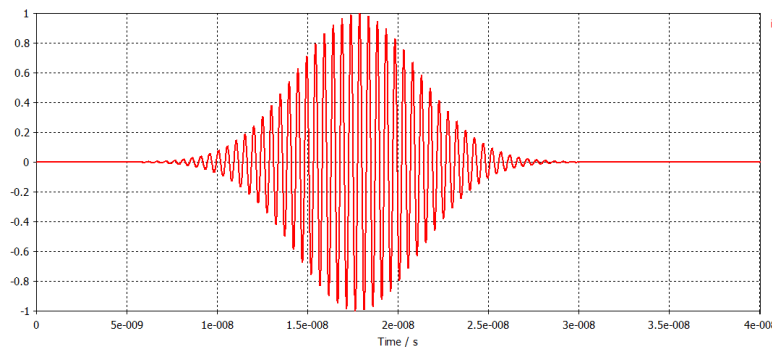


Figura 7.2. Pulso gaussiano

Los parámetros básicos para el conformado de estos pulsos son su frecuencia de oscilación y su ancho en el dominio temporal. La frecuencia de oscilación es clara, la frecuencia de operación RFID del sistema, a la que resuenan los SSRR y funcionan los líneas, como ya se comentó. En cuanto al ancho de banda de pulsos, existen una serie de compromisos a tener en cuenta que implican además algunas decisiones de diseño importantes.

Es fundamental que los pulsos de respuesta que se generan en los tags sean lo suficientemente cortos y/o espaciados para que no se solapen entre sí y puedan ser demodulados correctamente en el receptor. Para que los pulsos de respuesta sean cortos, el pulso de excitación ha de serlo también. Por tanto, elegir un pulso de excitación lo más corto posible parece una buena solución, pero además de que esto puede ser complicado técnicamente (a priori no se han tenido en cuenta consideraciones sobre la facilidad en la realización de los diseños, pues se trata de simulaciones) surge un compromiso: cuanto más corto sea el ancho del pulso gaussiano de excitación, mayor será su ancho de banda y ya se vio que las líneas de MIW y de EIW son paso banda, por lo que una señal de entrada con un ancho de banda demasiado grande se verá distorsionada a su paso por la línea.

Para conseguir un espaciado entre pulsos de respuesta lo mayor posible, se han de posicionar los elementos encargados de producir dichos pulsos lo suficientemente alejados, bien mediante una mayor separación entre resonadores o bien mediante la inclusión de un mayor número de los mismos. Hacer esto, como ya se demostró, además de hacer que las pérdidas del sistema aumenten, hace que se reduzca el ancho de banda de las líneas que conforman los tags. Por tanto, el factor más limitante que se tiene es el ancho de banda y por ello, de entre los dos tipos de líneas presentadas con anterioridad, se ha optado por las líneas MIW, pues ofrecían un ancho de banda superior al de sus duales EIW.

Como se verá en las figuras 6.3-6.6, la separación entre SSRR ha de ser mayor que para las líneas vistas con anterioridad, puesto que en algunos casos, se ha de incluir un reflector en la parte central de la línea entre los SSRR centrales. La separación mínima ha de ser igual a la anchura de los reflectores más un pequeño gap entre éstos y sus dos SSRR adyacentes, para que no queden cortocircuitados. Teniendo en cuenta esto, se han

diseñado los tags con un periodo de array de 4.2mm. Con esta separación, los tags presentan un retardo de ida y vuelta de unos 26ns. Este retardo introducido por las líneas MIW permite que pulsos de eco de 10-12ns no solapen entre sí y puedan ser correctamente discriminados en recepción. Esto se demostrará posteriormente a partir de la simulación de la respuesta de los tags.

7.1.3 Diseño de los tags

La función de los tags RFID es reflejar una señal tras ser interrogados. En su diseño hay que codificar una señal reflejada que sea diferente para cada uno de ellos. Como se ha indicado, el modelo binario es adecuado y se trata de traducir esa cadena de bits lógicos, en este caso combinaciones de dos bits, en un tren de dos pulsos que reflejen esas combinaciones con valores de señal a nivel bajo y a nivel alto. Cuando se reciba un pulso gaussiano con una amplitud lo suficientemente elevada se demodulará como un uno lógico y cuando su nivel sea bajo se decodificará como un cero lógico. Analizando la amplitud de cada uno de los dos pulsos se conseguirá discriminar de qué tag se trata. Para producir el tren de pulsos de forma pasiva, lo que se hace es aprovechar la energía de la señal que incide sobre el tag para reflejar parte de ella y generar un pulso a nivel alto o dejarla pasar para que no haya pulso y se interprete como un cero lógico. El primer pulso o bit se codificará en la mitad del circuito y el segundo en el extremo final del mismo. Se detalla el diseño de cada uno de los tags a partir de las Figuras 6.3-6.6.

- Tag 00

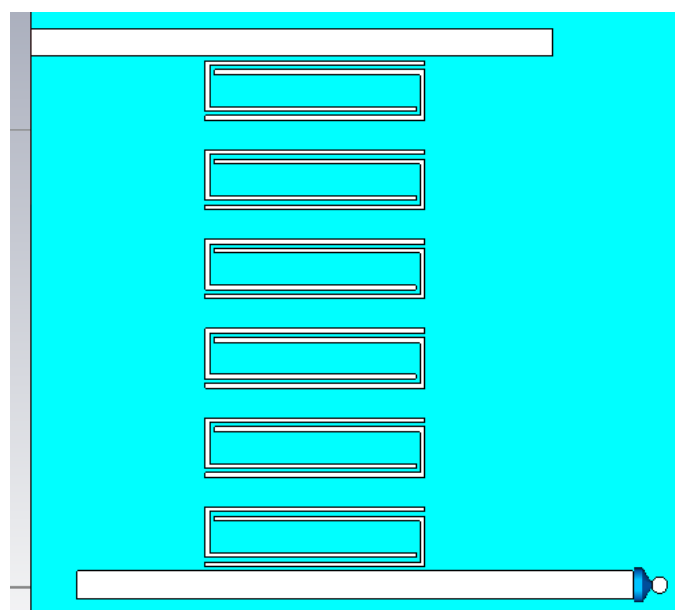


Figura 7.3. Tag 00

En este tag el código que se ha implementado es el 00, esto es, dos pulsos a nivel bajo o, más bien, la ausencia de pulsos reflejados. Como es obvio, para que en el primer punto de detección no exista un pulso a nivel alto lo que se debe hacer es no colocar ningún elemento que refleje energía. Para tratar de evitar la segunda reflexión se ha colocado una carga adaptada al final de la línea, una resistencia de 50Ω entre el final de la segunda línea microstrip y una vía hacia el plano de masa. De esta forma, la energía que llega al final de la línea se absorbe e, idealmente, no se refleja señal.

- Tag 01

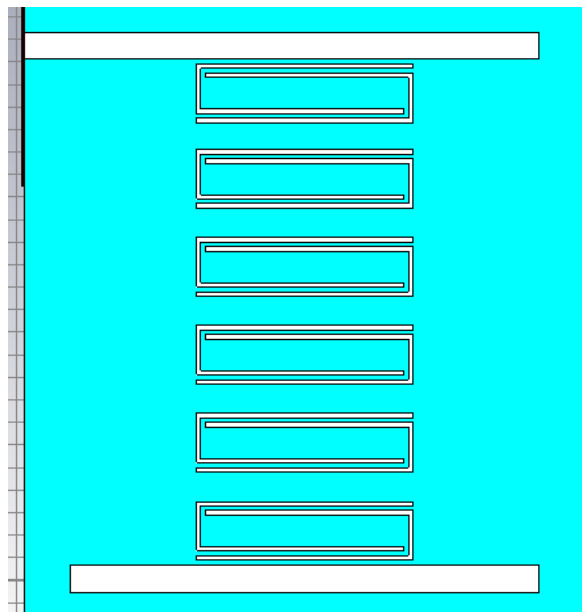


Figura 7.4. Tag 01

En este tag el código que se ha implementado es el 01, esto es, un primer pulso de amplitud lo menor posible y un pulso final a nivel alto. Ya se ha comentado la trivialidad de conseguir el cero inicial. Para producir el pulso correspondiente al segundo bit, se ha colocado al final de la línea un reflector microstrip de longitud $\frac{\lambda}{2}$ que refleje la mayor cantidad de energía posible que le sea transmitida (idealmente es un reflector con coeficiente de reflexión $|\Gamma| = 1$).

- Tag 10

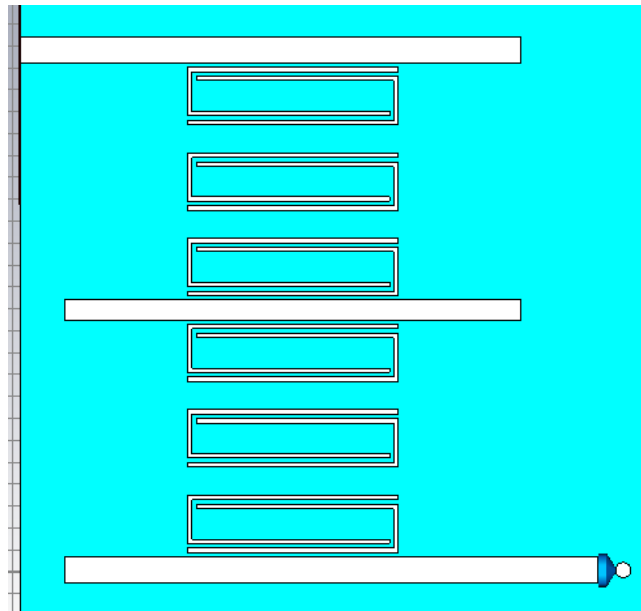


Figura 7.5. Tag 10

En este tag el código que se ha implementado es el 10, esto es, un primer pulso reflejado a nivel alto y una ausencia de pulso reflejado final. Para ello, esta vez se incluye el reflector microstrip $\frac{\lambda}{2}$ en la mitad de la línea. Al final de la línea se vuelve a incluir la carga adaptada de 50Ω de la forma en que se indicó para el Tag 00.

- Tag 11

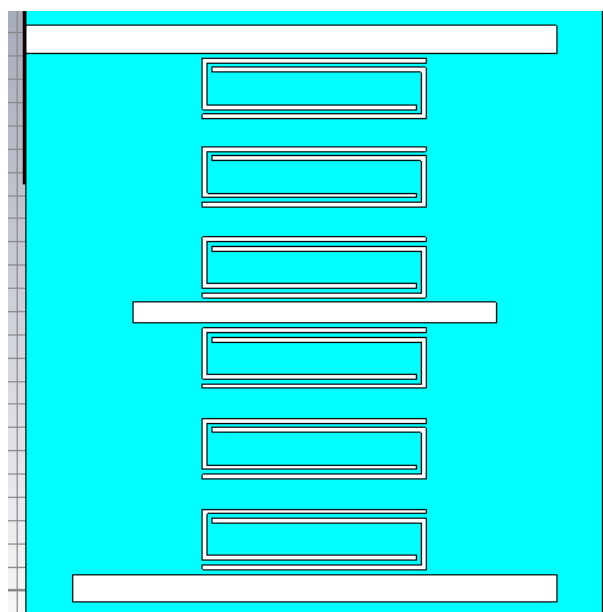


Figura 7.6. Tag 11

En este tag el código que se ha implementado es el 11, esto es, dos pulsos reflejados a nivel alto. Para ello se han empleado dos reflectores microstrip, uno al final de la línea y otro en su parte central. En este caso no se han utilizado dos reflectores de longitud $\frac{\lambda}{2}$, puesto que el primer reflector haría que al segundo no le llegara una cantidad de energía suficiente como para generar de forma pasiva un segundo pulso a nivel alto. En este caso se han tenido que balancear las dos reflexiones por este motivo. La solución por la que se ha optado es la de incluir un reflector microstrip de longitud $3\frac{\lambda}{8}$ para la primera reflexión y un reflector $\frac{\lambda}{2}$ para la segunda.

7.1.4 Simulación y resultados obtenidos

En cuanto a las simulaciones, se emplea el simulador temporal en lugar del frecuencial, pues lo que se persigue es analizar la respuesta en el dominio del tiempo de cada uno de los tags del sistema. Los parámetros libres básicos de la simulación que se han de especificar son el mallado, para el que se han mantenido los valores de las simulaciones en el dominio de la frecuencia, y un valor de ‘Accuracy’ (precisión) para el que se ha escogido el valor de -60dB por ofrecer un buen punto de compromiso entre realismo en la simulación y carga computacional. En los resultados para este tipo de simulador, de nuevo CST Microwave Office muestra los modos que se propagan por los puertos, los parámetros de dispersión del mismo en función de la frecuencia y lo más importante para este caso, las señales de excitación, transmisión y reflexión en el dominio del tiempo en cada uno de los puertos que se definen en el circuito. Se presentan los resultados de simulación en el dominio temporal de la señal que refleja cada uno de los 4 tags diseñados.

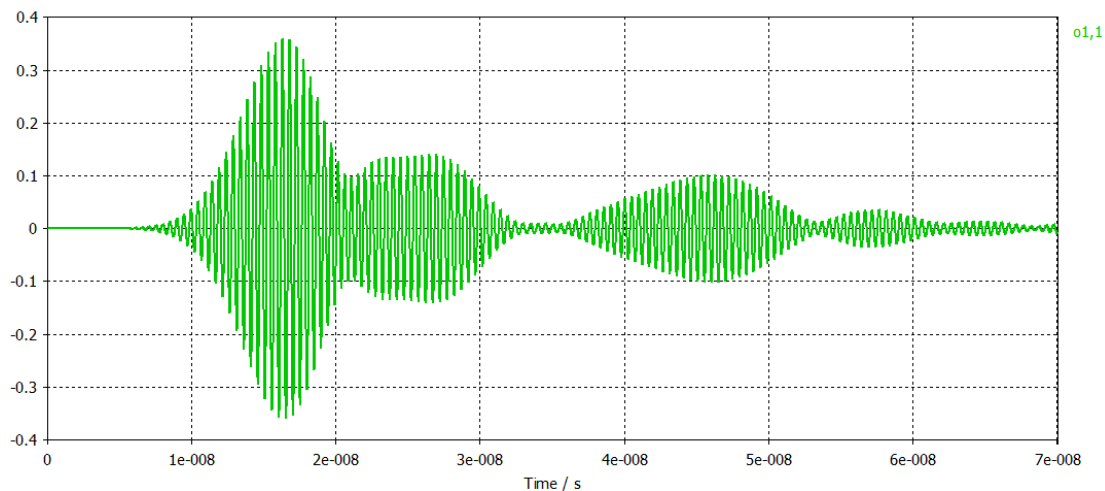


Figura 7.7. Señal reflejada - Tag 00

En la Figura 7.8, tras la reflexión inicial, se ven dos pulsos en torno a 25 y 45 μ s. Atendiendo a su forma pudiera parecer que son dos pulsos a nivel alto, pero su amplitud es baja en comparación con los pulsos a nivel alto, como se mostrará en las siguientes figuras.

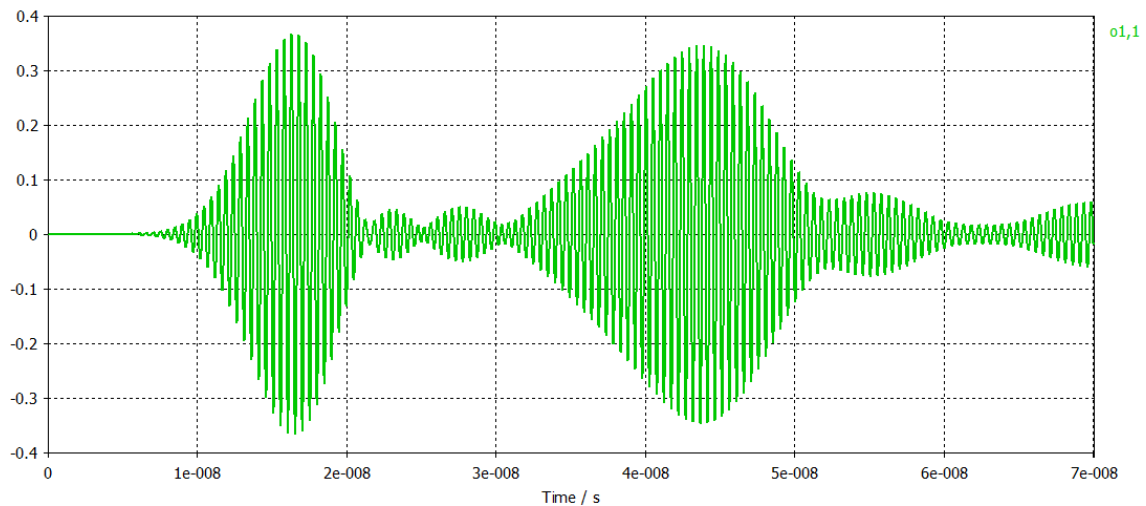


Figura 7.8. Señal reflejada - Tag 01

En la Figura 7.9 es claramente apreciable que existe un pulso a nivel alto correspondiente al segundo bit de codificación de los tags. Entre éste y la reflexión por desadaptación inicial existe un intervalo de tiempo a nivel bajo que permite interpretar que en el primer bit existe un cero lógico. Es fácilmente interpretable a la vista de la imagen que se tiene un código binario 01.

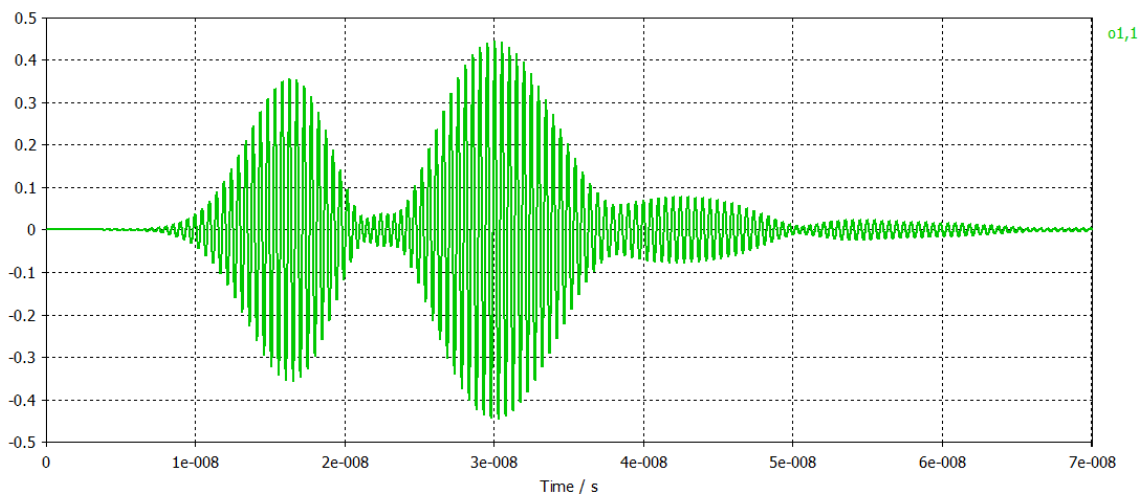


Figura 7.9. Señal reflejada - Tag 10

En la Figura 7.10 es notable que en la posición del primer bit existe un pulso gaussiano a nivel alto correspondiente a un uno lógico. A continuación existe otro pequeño pulso,

pero su amplitud comparada con la del primero hace interpretar que se trata de un valor lógico cero. La decodificación de 10 es la natural para este caso.

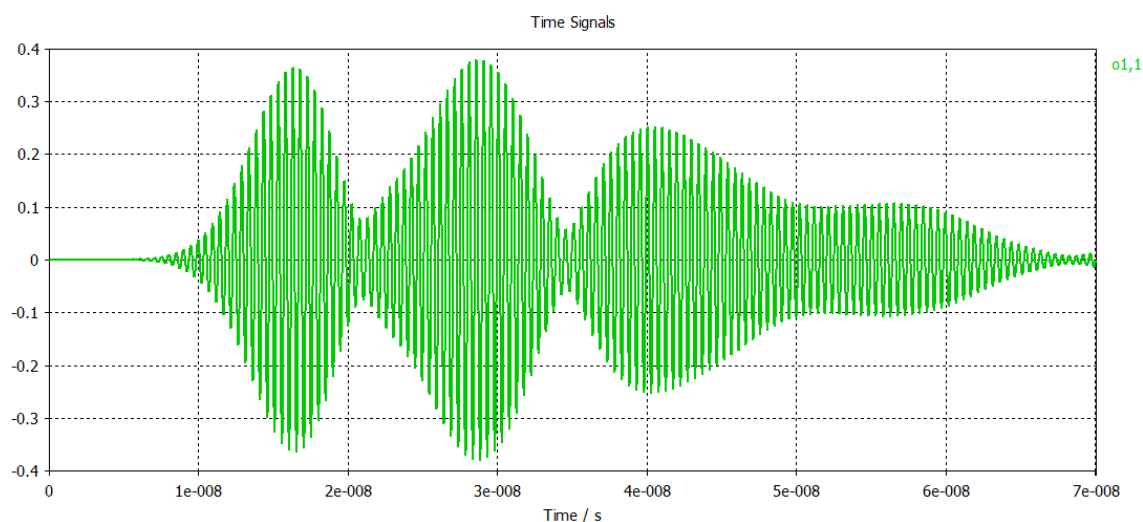


Figura 7.10. Señal reflejada - Tag 11

En la Figura 7.11 son fácilmente visibles dos pulsos a nivel alto tras el inicial por desadaptación. Se comentó que para el tag 11 el primer reflector no podía tener un $|Γ|$ muy elevado, porque en ese caso el segundo no recibiría la suficiente energía como para ser capaz de generar de forma pasiva un pulso a nivel alto. Con el balanceo que se comentó se ha conseguido evitar el problema, aunque se puede apreciar que el segundo pulso tiene una amplitud menor. En todo caso, su nivel es suficiente como para ser decodificado como un uno lógico, sobre todo comparado con el nivel de los ceros lógicos que se han visto anteriormente.

7.1.5 Acondicionamiento de señal para la decodificación

Una vez analizada la respuesta de cada tag por separado, se ha de visualizar la decodificación en su conjunto. La clave radica en realizar un primer acondicionamiento de las señales que recibe el lector RFID. Como ya se comentó, se tiene un modelo de codificación binario y, por tanto, para la resolución final de identidades es necesario discernir entre de tipos de amplitud, determinados a partir de un umbral como se mostrará posteriormente y una referencia temporal para determinar la posición de los pulsos. Un primer paso consiste en trabajar de una manera más sencilla que con pulsos gaussianos de muy rápida oscilación al estar trabajando a frecuencia de microondas. Para ello una buena manera de proceder es obtener la envolvente de la señal recibida, previamente rectificada.

El esquema más sencillo para realizar esta tarea es el clásico detector de envolvente compuesto por un diodo rectificador para trabajar con los valores absolutos de amplitud y un filtro paso bajo RC paralelo que extraiga las componentes de baja frecuencia. El circuito encargado es el mostrado en la Figura 7.12.

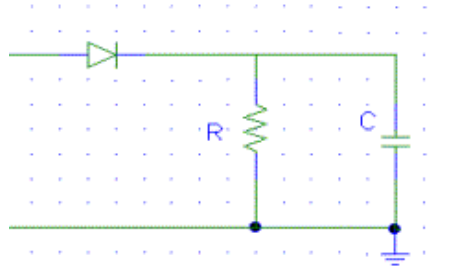


Figura 7.11. Detector de envolvente básico

Para la simulación de la detección de envolvente se trabajó con *MATLAB*, empleando la función valor absoluto para rectificar la señal y se fueron probando diferentes tipos de filtro paso bajo (Chebyshev, Butterworth, Bessel y Cauer) para seleccionar uno que permitiera decodificar la envolvente de forma correcta. Tras las pruebas se consideró que el filtro de Chebyshev de tipo II que ofrece Matlab daba buenos resultados, por lo que se optó por él. La función citada es la siguiente:

$$[B, A] = \text{CHEBY2}(N, R, Wst)$$

- N es el orden del filtro
- R es el valor en dBs por que tiene el rizado en la banda de rechazo, característico este tipo de filtros
- Wst es el valor entre 0 y 1 que usa Matlab para relacionar la frecuencia de corte del filtro con la frecuencia de muestreo de la señal

Realizando pruebas, se comprobó que para realizar el filtrado paso bajo los pulsos gaussianos existía un compromiso entre la suavidad de la envolvente resultante y la velocidad de filtrado (a través de la constante de tiempo $\tau = RC$ del filtro) y los valores de amplitud de los pulsos. Para conseguir una señal filtrada muy correlacionada en el tiempo con la señal original y con valores de amplitud los más parecidos posible, la señal envolvente presentaba un excesivo rizado, al dejar pasar el filtro componentes de frecuencia mayores a las deseables. Para dejar pasar sólo las frecuencias más bajas de forma que la envolvente fuera suave, los pulsos filtrados quedaban retardados y atenuados. Con los siguientes valores para los parámetros: $N=6$, $R=40$, $Wst=0.01$, se conseguía un punto de compromiso adecuado. En la Figura 7.13 se muestra la señal resultante tras el filtrado de la señal reflejada correspondiente al Tag 10.

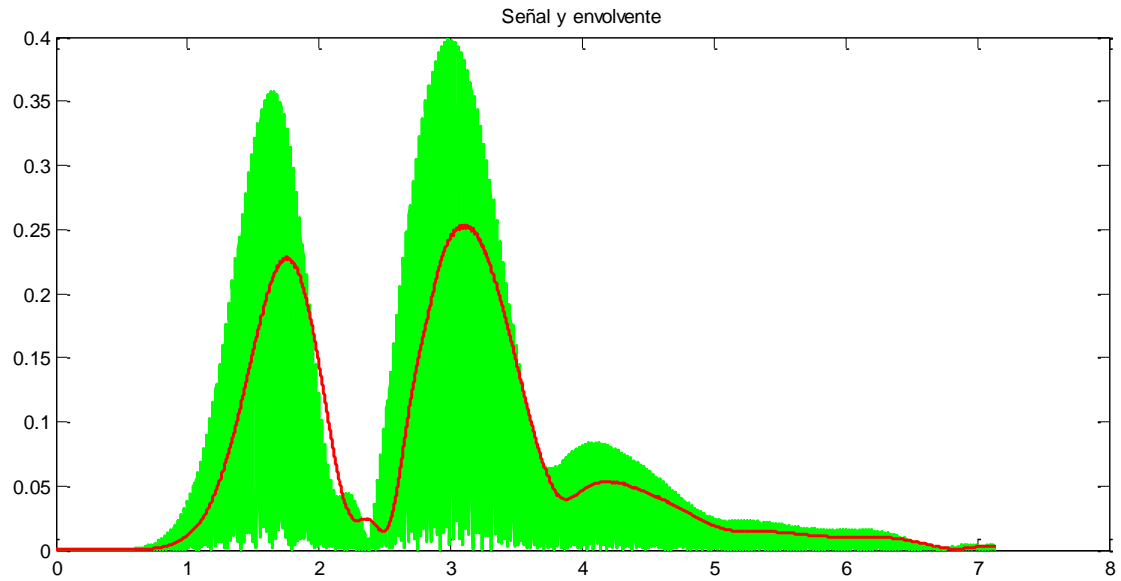


Figura 7.12. Señal gaussiana reflejada y envolvente tras procesado

Se hace notar que para las simulaciones no se ha tenido en cuenta la complejidad en la implementación del filtro.

Finalmente, tras acondicionar las señales que producen cada uno de los cuatro tags en su reflexión tras ser interrogados por el correspondiente pulso gaussiano, se tiene un escenario para la decodificación como el que se muestra en la Figura 7.14

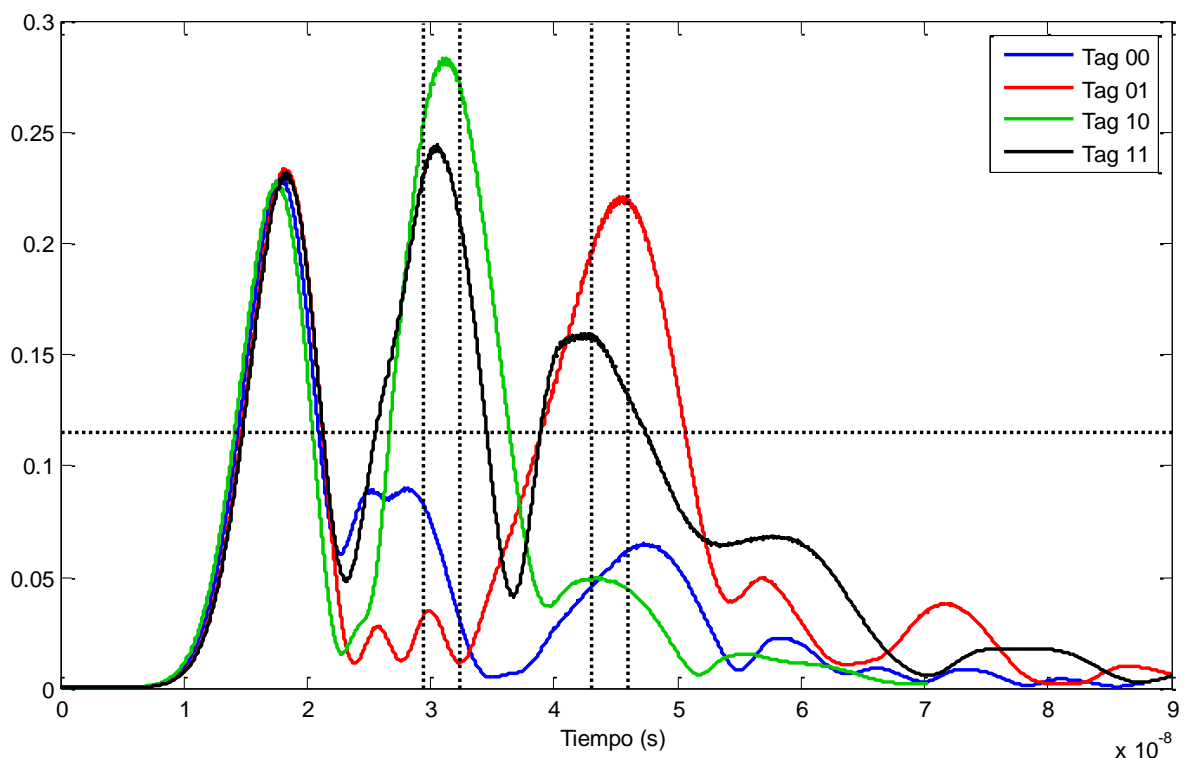


Figura 7.13. Demodulación tags RFID 2 bits

Entre líneas punteadas verticales, se ha situado un posible intervalo temporal para muestrear la amplitud de la señal y realizar la decodificación de las señales, uno por cada bit del sistema de identificación. La línea punteada horizontal representa un posible valor para un detector de umbral con el que se compare la señal recibida y sirva para determinar si se está recibiendo un cero o un uno lógico.

Es evidente que las gráficas de las dos señales cuyo primer bit es un cero lógico, la azul y la roja para los tags 00 y 01, respectivamente, quedan por debajo del umbral de detección y podrían ser correctamente decodificadas con un cero inicial. De la misma forma, las gráficas de las señales cuyo primer bit es un uno lógico, la verde y la negra para los tags 10 y 11 respectivamente, quedan por encima del umbral de detección y podrían ser correctamente decodificadas con un uno inicial. Lo mismo ocurre en el segundo intervalo de decisión y todas las gráficas quedan en la posición respecto al umbral que les corresponde en función del código que haya sido implementado en su tag.

7.2 Tags de 3 bits

Comprobado el buen funcionamiento de los tags RFID de dos bits basados en líneas MIW, se ha tratado de generalizar su diseño y se ha diseñado un nuevo juego de tags de tres bits que permita aumentar el número de códigos identificativos.

7.2.1 Codificación de la información

Como se ha hecho previamente, el sistema de codificación escogido ha sido el binario por las ya citadas ventajas que ofrece la tecnología digital para este caso. En un sistema binario de tres bits como el que se propone, se tiene que el número de posibles códigos a implementar es de $2^3 = 8$ combinaciones. Como se sabe de forma trivial, añadir un bit más al sistema supone duplicar el número de códigos diferentes. Por ello, se han diseñado y simulado ocho tags siguiendo las estrategias aplicadas para los tags de 2 bits. En la Tabla 7.2 se lista el conjunto de tags, uno por cada una de las combinaciones mencionadas.

Tags diseñados
Tag 000
Tag 001
Tag 010
Tag 011
Tag 100
Tag 101
Tag 110
Tag 111

Tabla 7.2. Lista tags RFID para un diseño de 3 bits

7.2.2 Diseño de los tags

Respecto a lo que ya se vio en los diseños previos, introducir un bit más en los tags implica la inclusión de una posición física adicional en la que se pueda añadir un nuevo reflector (o una ausencia de éste como caso complementario) que introduzca una nueva reflexión (o no) en la señal que el tag refleja y su valor de tensión pueda ser demodulado como un bit lógico 0 ó 1 en función de su amplitud. En este apartado se trabaja de igual manera y se ha mantenido el periodo del array de SSRR y se han añadido nuevos periodos para aumentar en un bit la longitud del código implementado en el tag. En el capítulo anterior se comprobó que con un periodo de array de resonadores de 4.2mm y una cantidad de 3 de éstos entre las posiciones que determinan el bit lógico en recepción se tenía una solución que daba buenos resultados en términos de separación entre pulsos reflejados y valores de amplitud para la correcta decodificación de la identidad del tag correspondiente. Por lo tanto, para añadir un nuevo bit se han añadido 3 elementos resonadores más. De forma general se puede abstraer que, para un diseño como el propuesto y con los mismos valores de los parámetros involucrados, el número de resonadores necesarios para codificar un tag RFID con N bits sigue la siguiente expresión:

$$\#SSRR = 3 * N$$

En este caso, se tienen ocho tags con nueve resonadores cada uno.

A la hora de realizar el diseño de cada uno de los ocho tags que componen este sistema, se han seguido las mismas consideraciones que ya se tuvieron en cuenta para el diseño de los tags del sistema de dos bits. Existen tres posiciones físicas clave a lo largo de la línea en las cuales se “codifica” cada uno de los bits, es decir, en las que se determina si se devuelve un pulso a nivel alto o bajo a partir de elementos pasivos en tecnología microstrip. Para ello, en dichas posiciones se ha colocado un reflector microstrip en los casos en los que se había de devolver al receptor un pulso a nivel alto por tener codificado en esa posición un uno lógico y una ausencia de reflector que dejara pasar la

señal para que en el receptor se detectara un nivel bajo de señal en los casos en los que había un cero lógico codificado en esa posición. Esto es así salvo en la posición del final de la línea, en la que para tener una ausencia de pulso reflejado se ha tenido que añadir una carga adaptada de 50Ω que absorba la señal. Respecto a los reflectores, los correspondientes al último bit a uno de la línea (el más alejado de su puerto de entrada/salida), se han elegido de una longitud de $\frac{\lambda}{2}$ para lograr una máxima reflexión. En caso contrario, se han escogido de longitudes menores para que a reflectores posteriores les llegara un nivel de señal suficiente como para poder producir un pulso de vuelta a nivel alto.

En las Figuras 6.15-6.18 se presenta el esquema del diseño de cada uno de los ocho tags que componen el sistema RFID de tres bits propuesto:

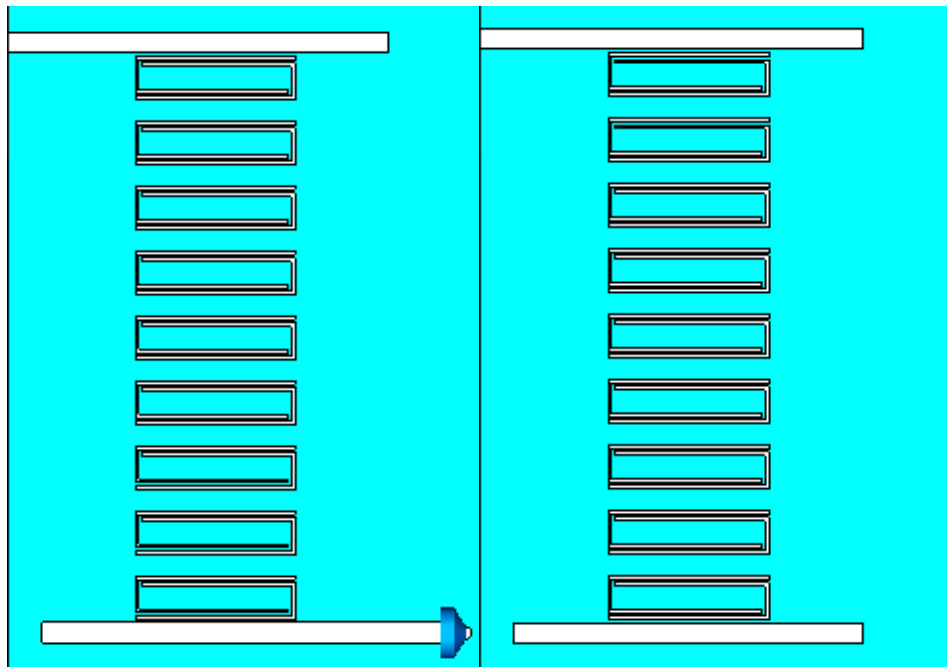


Figura 7.14.Tags 000 y 001

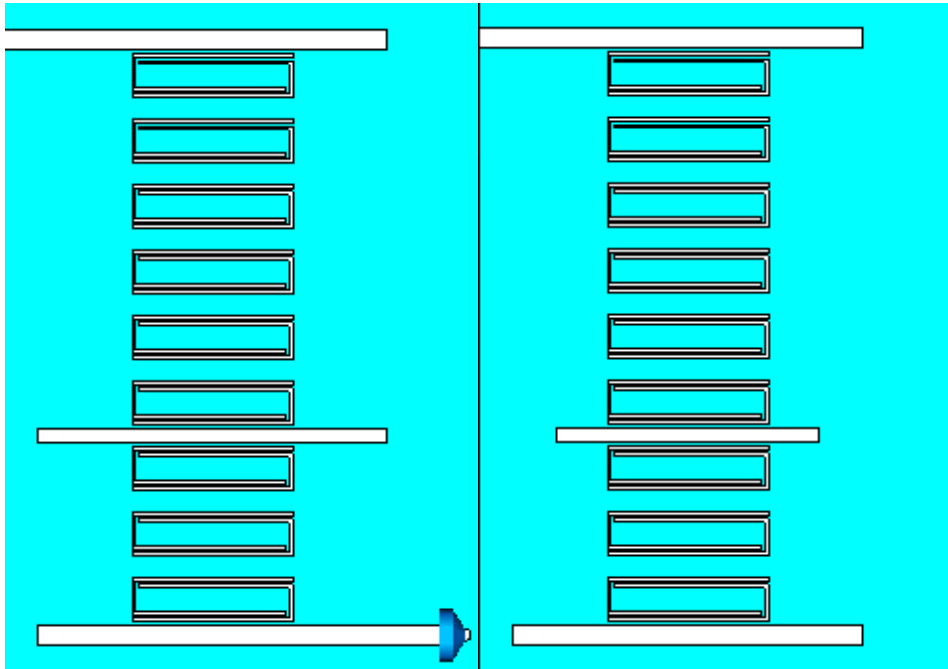


Figura 7.15.Tags 010 y 011

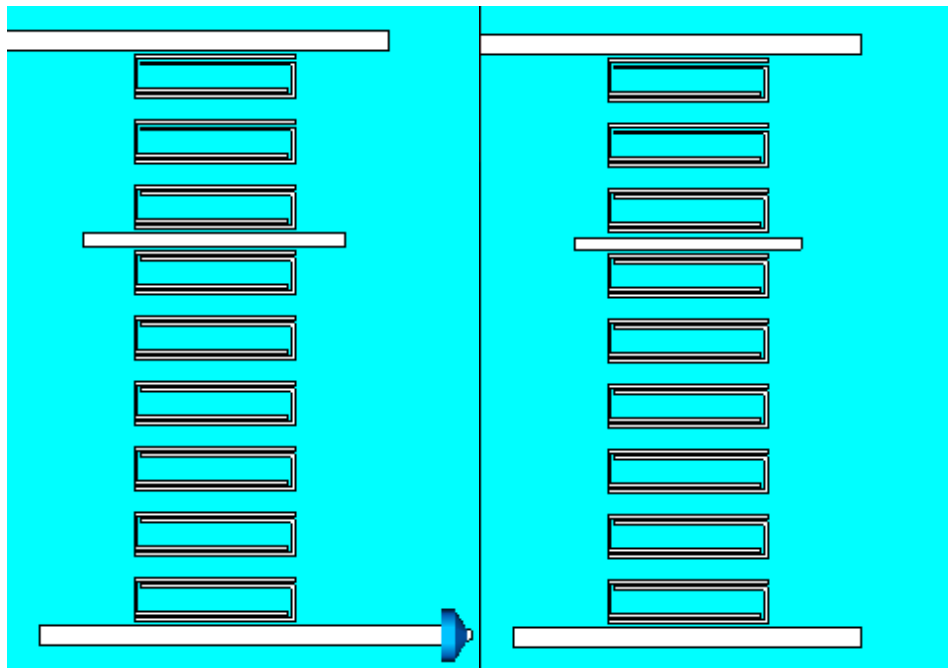


Figura 7.16.Tags 100 y 101

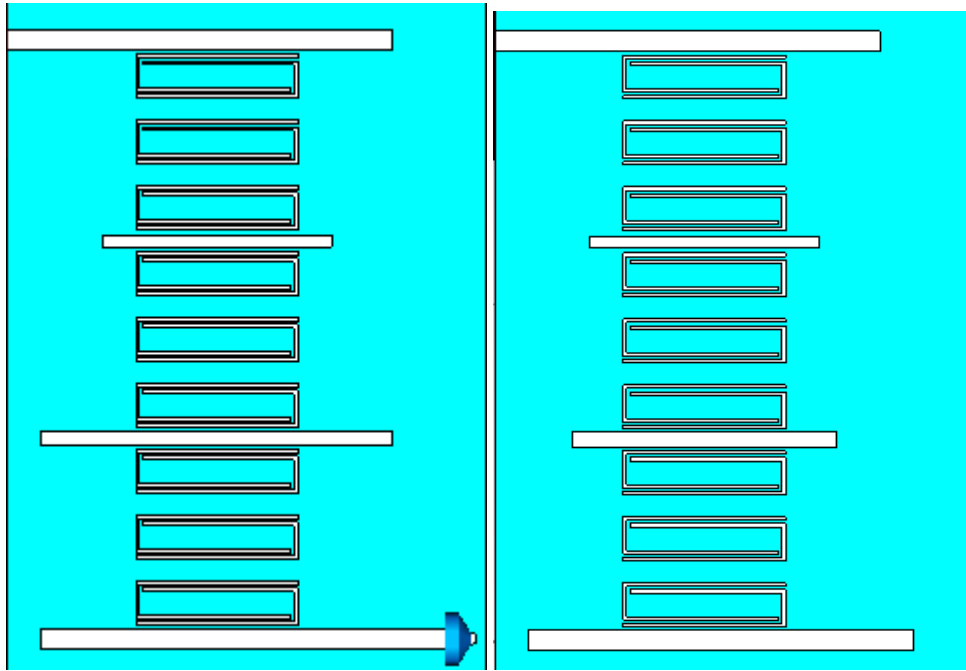


Figura 7.17.Tags 110 y 111

7.2.3 Simulación y resultados obtenidos

Una vez diseñados los tags, se procede a la simulación de su respuesta. Las condiciones de simulación se vuelven a repetir respecto a lo que ya se hizo para el caso de dos bits. En las Figuras 6.19-6.26 se muestra la señal que refleja cada uno de ellos cuando son interrogados mediante un pulso gaussiano a 2.45GHz.

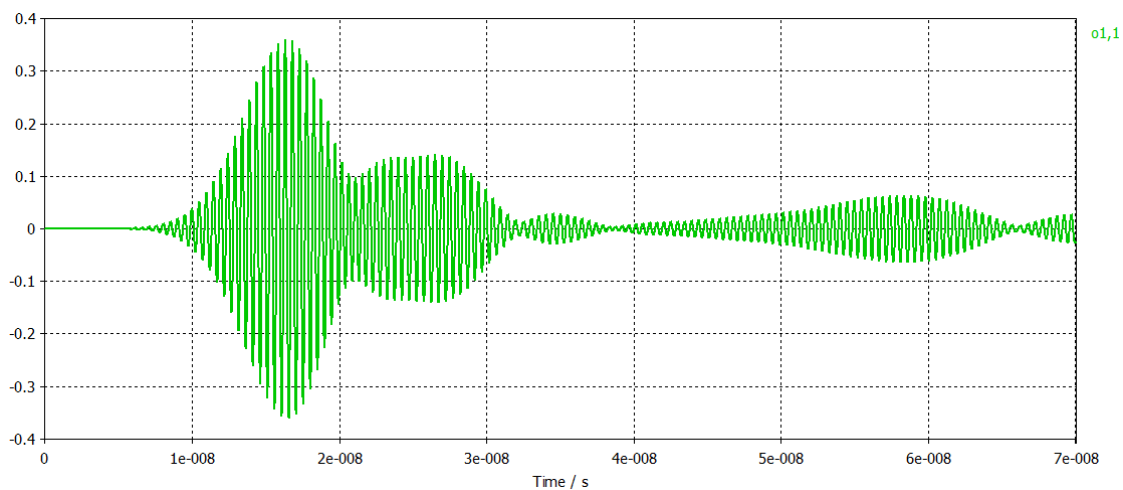


Figura 7.18. Señal reflejada - Tag 000

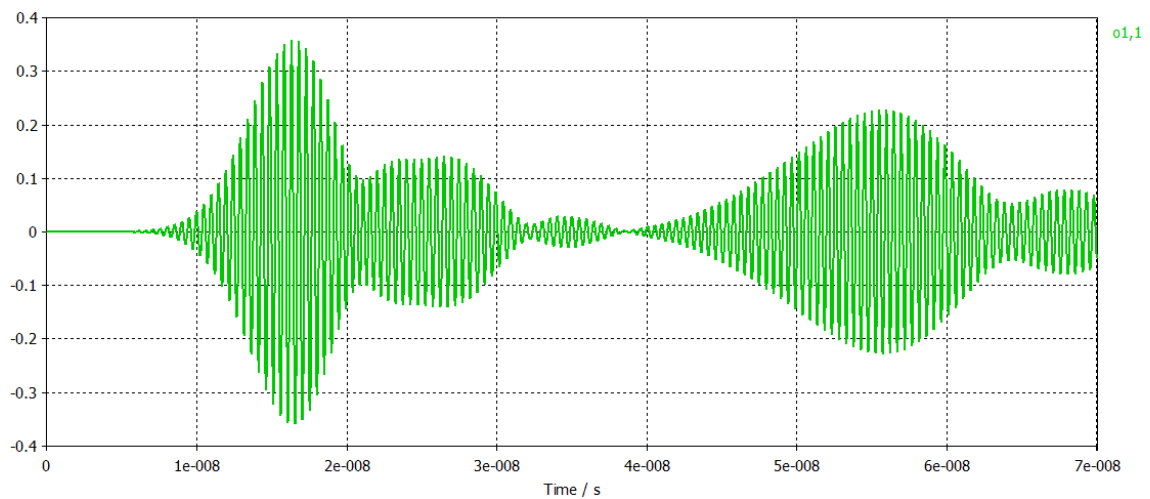


Figura 7.19. Señal reflejada - Tag 001

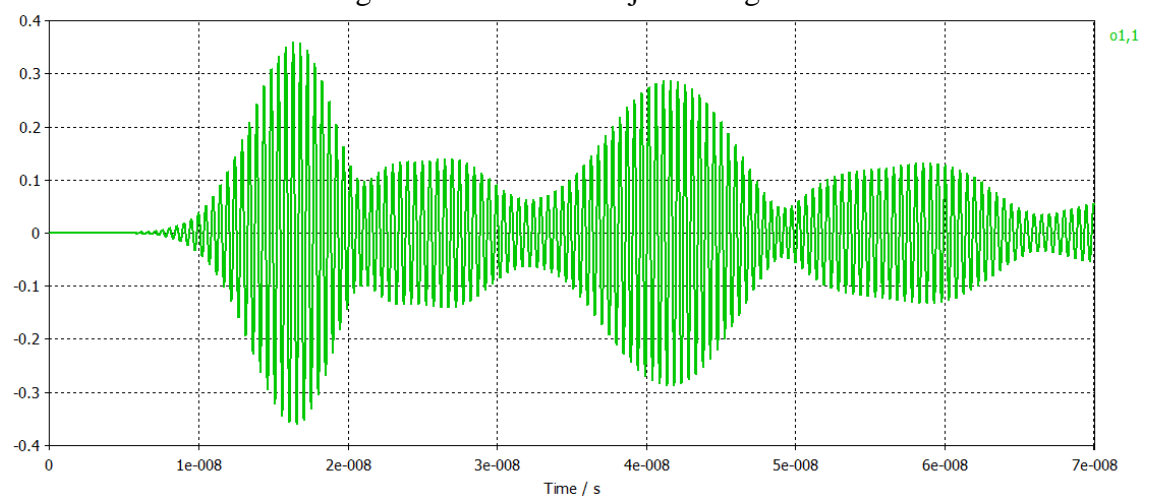


Figura 7.20. Señal reflejada - Tag 010

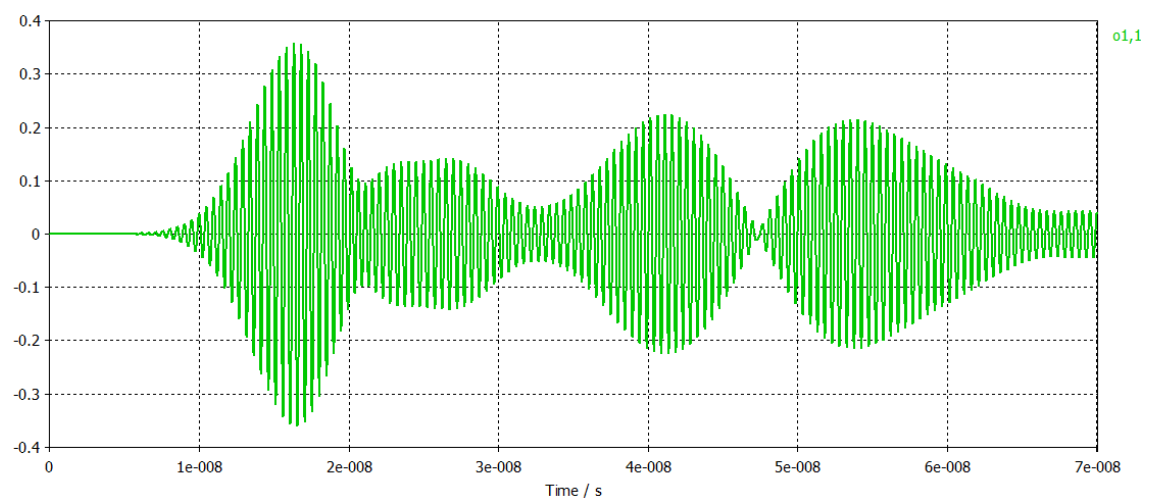


Figura 7.21. Señal reflejada - Tag 011

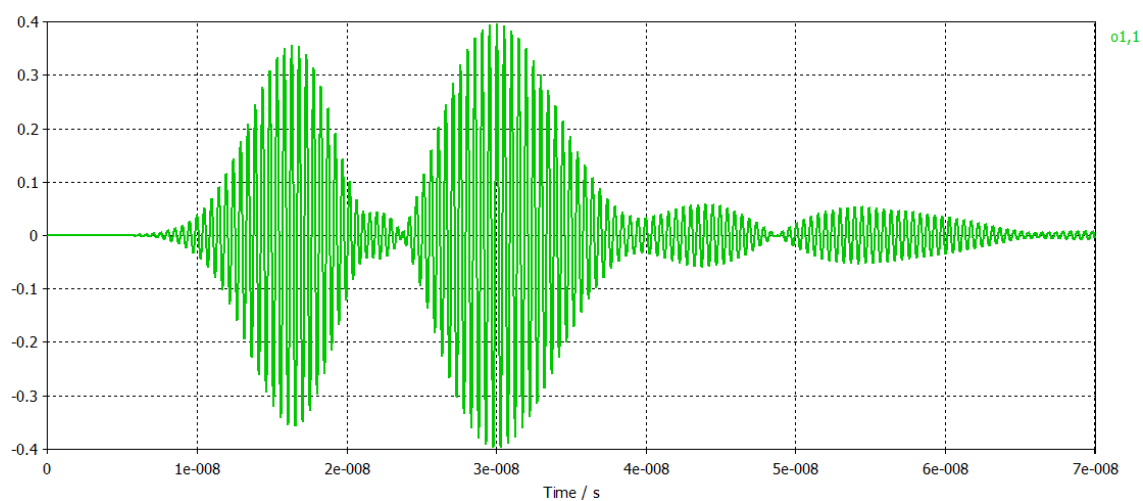


Figura 7.22. Señal reflejada - Tag 100

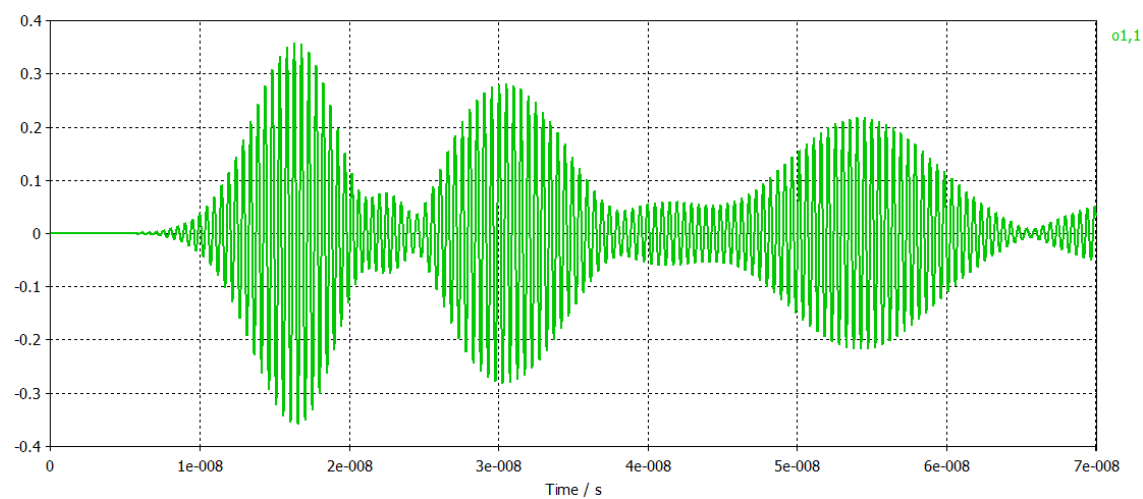


Figura 7.23. Señal reflejada - Tag 101

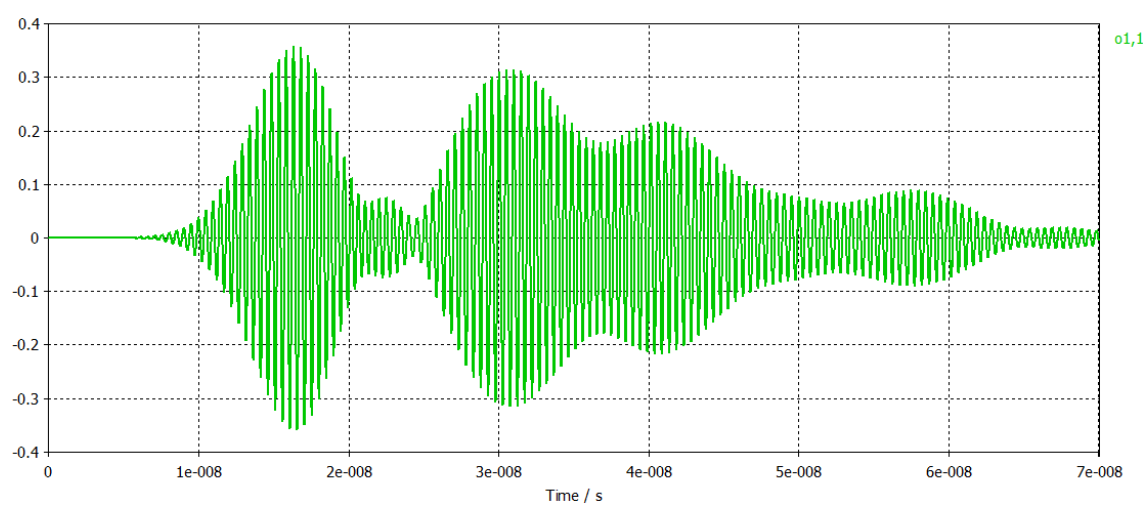


Figura 7.24. Señal reflejada - Tag 110

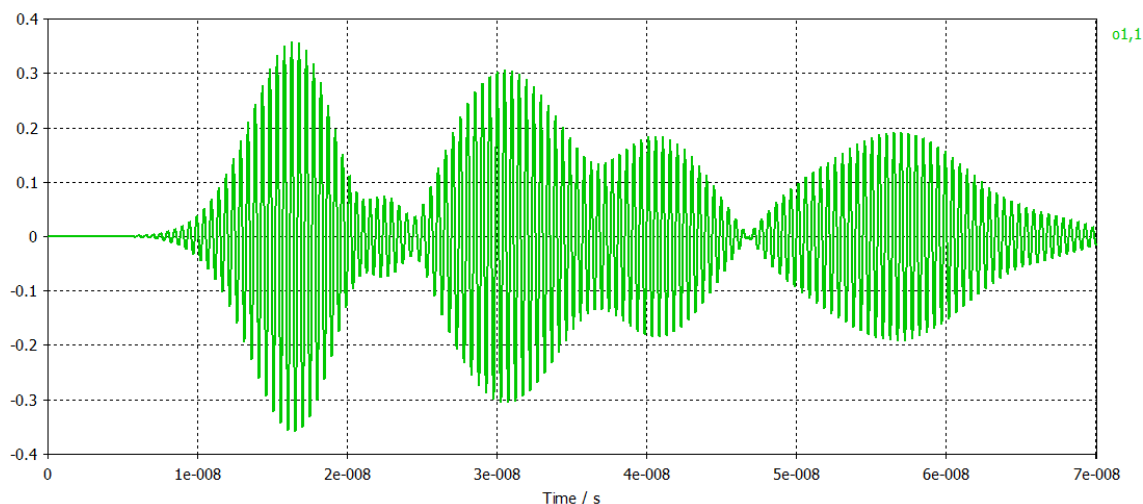


Figura 7.25. Señal reflejada - Tag 111

A la vista de las figuras anteriores, se puede concluir que la respuesta que ofrecen es la deseada, pues los trenes de pulsos son perfectamente reconocibles respecto al código binario que representan. A continuación se mostrará cómo los pulsos a nivel bajo y a nivel alto están lo suficientemente diferenciados como para ser decodificados de forma clara a partir de un detector de umbral. Para ello, un paso previo imprescindible es, como ya se hizo para el sistema de dos bits, realizar un sencillo acondicionamiento de señal previo que ofrezca una forma más fácil de trabajar con los valores de amplitud de los pulsos reflejados. De nuevo se realiza con *MATLAB* una rectificación del tren de pulsos recibidos para trabajar con los valores absolutos de amplitud de la señal, implementable a partir de un sistema rectificador con un diodo (u otro más complejo) y un filtrado de la señal resultante para extraer la envolvente de la señal recibida, implementable a partir de un circuito RC de filtrado paso bajo (u otro más complejo).

En la Figura 7.27 se presenta el resultado de procesar, según el procedimiento mencionado, cada una de las señales obtenidas en la simulación de la respuesta en reflexión de los tags. Se han superpuesto todas ellas a fin de comparar los valores de amplitud que presentan en los instantes temporales correspondientes a cada uno de los pulsos.

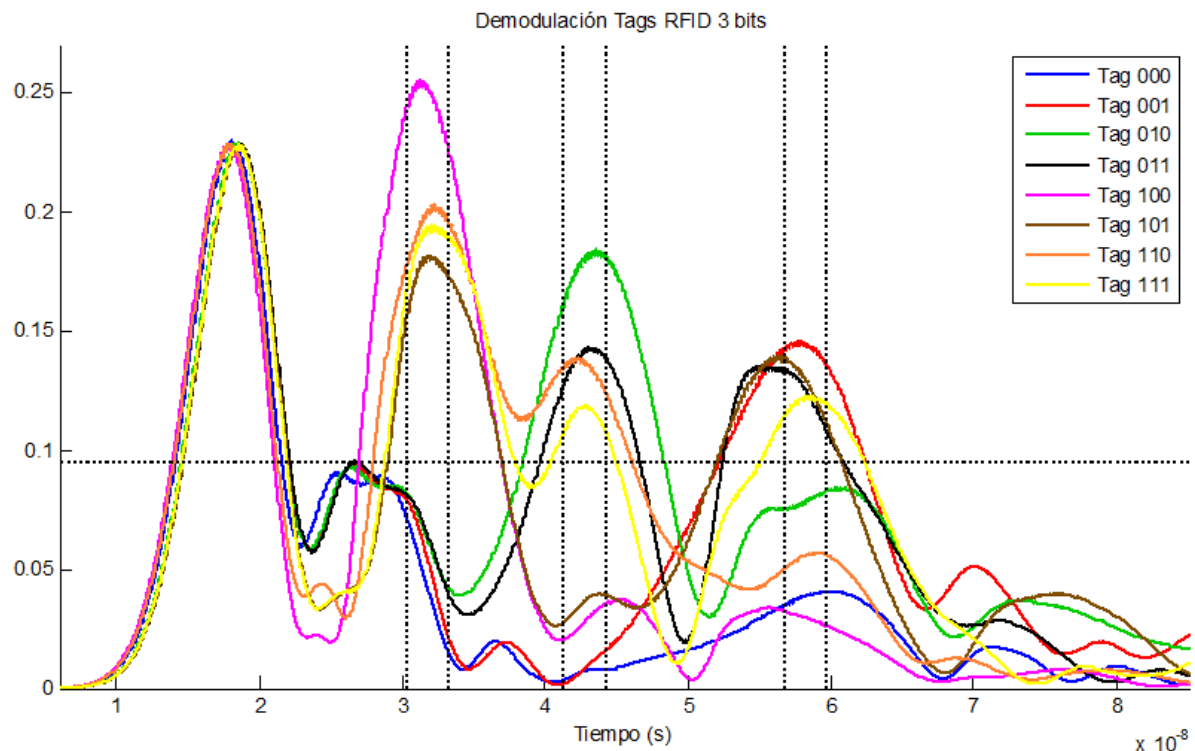


Figura 7.26. Demodulación tags RFID 3 bits

Se puede observar que hay cuatro grupos de pulsos, uno primero correspondiente a una reflexión inicial en la línea por desadaptación y los tres siguientes correspondientes a cada uno de los tres bits para identificación de los tags. Sobre la misma figura, se ha trazado en línea punteada horizontal un posible límite de amplitud que pudiera ser usado por un detector de umbral para realizar la tarea de discriminar los pulsos a nivel bajo y a nivel alto e ir conformando el código binario. Es notable a partir de la leyenda que todos los bits de cada una de las señales reflejadas por los tags quedan en el lado correcto respecto al umbral trazado. También se han añadido tres tramos entre líneas verticales punteadas como posibles intervalos en los que capturar el valor de amplitud de la señal recibida para realizar la demodulación de cada uno de los tres bits.

7.3 Conclusiones

- Se ha diseñado un conjunto de tags basados en líneas de retardo de MIW para un sistema de identificación por radiofrecuencia de dos bits.
- Tras ver el correcto funcionamiento del conjunto de tags de dos bits, se han generalizado los conceptos aplicados para diseñar otro de tres bits que permita aumentar el número de identificadores únicos del sistema.

- Para representar la información de la identidad de un determinado objeto a partir de la incorporación de uno de los tags, se ha utilizado un sistema binario con valores lógicos de cero y uno correspondientes a valores de amplitud de señal a nivel bajo y a nivel alto en función de un umbral.
- El funcionamiento de los tags es totalmente pasivo, pues se emplea la propia energía de la señal de iluminación para generar un tren de pulsos reflejados hacia el receptor en el que se realiza la decodificación de la información implementada en el tag.
- Para construir pulsos a nivel alto correspondientes al bit lógico uno se incluyen en la línea reflectores en tecnología microstrip que reflejan parte de la señal que reciben. Los pulsos a nivel bajo correspondientes al bit lógico cero son la ausencia de dichos reflectores y sus reflexiones asociadas o una carga adaptada en el caso del final de línea.
- Se ha conseguido diseñar los tags de forma que se venza la dificultad de construir un tren de pulsos que no se solapen entre sí y que no se vean distorsionados. Esto se logran a partir de los elevados retardos que son capaces de introducir las líneas MIW. Concretamente, con un periodo de array de 4.2mm se han conseguido retardos de ida y vuelta de unos 26ns. Esto ha permitido trabajar con pulsos de 10-12ns que no solaparan entre sí y pudieran ser correctamente discriminados en recepción.
- Se ha realizado el rectificado de las señales simuladas recibidas y la obtención de su señal envolvente para comprobar que con un demodulador que muestreé en el intervalo adecuado y use un detector de umbral conveniente, se puede decodificar cada uno de los códigos de forma correcta.

Capítulo 8

Inclusión de sensores en tags RFID

Como se comentó al inicio del documento, la clave para la implantación masiva de tags RFID es conseguir que sus costes de fabricación se reduzcan lo máximo posible, de forma que puedan ser económicamente competitivos con los sistemas tradicionales basados en lectores ópticos y papel. Los tags que se han presentado están libres de chip y únicamente constan de elementos pasivos en tecnología microstrip, lo que permite reducir su coste en gran medida.

No obstante, resulta complicado producir circuitos como los que se han presentado y que sean más baratos que los códigos de barras estampados en pegatinas. Es por ello que quizá se debería intentar incluir un valor añadido en este tipo de tags, de forma que ofrezcan algo que una etiqueta tradicional no pudiera aportar. Actualmente, la presencia de sensores y la telemedida están muy extendida en múltiples ámbitos de nuestro entorno. Por ello, poder incluir este tipo de funcionalidad en los sistemas RFID sería de gran importancia para lograr ese valor añadido y fomentar así su implantación de forma generalizada.

La idea aquí presentada consiste en no sólo recoger información relativa a la identidad de un determinado objeto, sino también poder tener acceso de forma remota a otras características del entorno en el que se encuentra, como puedan ser la temperatura o la humedad relativa ambiental.

8.1 Sensores resistivos para telemedida de temperatura

Un sensor es un dispositivo transductor que al recibir un estímulo o variación de una determinada variable física de su entorno, es capaz de presentar una modificación de alguna de sus características eléctricas. Es por ello que permite la medida de dicha variable o magnitud física de forma indirecta. Existen dos grandes grupos de sensores

según su forma de trabajar, los pasivos y los activos. Los sensores activos necesitan una fuente de energía eléctrica para operar y suelen presentar una variación de su voltaje o corriente de salida tras una variación en la magnitud física que son capaces de medir. Los sensores pasivos varían algunas de sus características eléctricas tan sólo con la mera variación de la magnitud que son capaces de medir, sin necesidad de otra fuente externa. Suelen variar su resistencia, capacitancia, inductancia, acoplo magnético, etc.

Como primer acercamiento a este tipo de soluciones, se va a presentar un escenario en el que se pueda medir de forma remota el valor de temperatura ambiental al que se ve sometido un tag RFID y por tanto, su objeto monitorizado asociado y su entorno físico cercano. Los sensores de temperatura se pueden clasificar como PTC (*positive temperature coefficient*) o NTC (*negative temperature coefficient*) dependiendo de si la resistencia del transductor aumenta o disminuye cuando la temperatura que miden aumenta, y viceversa. Como sensores de temperatura pasivos básicos se suelen usar termistores, RTDs (*resistance temperature detectors*) o termopares. Cada tipo tiene sus características de funcionamiento y prestaciones, con sus ventajas y desventajas. Para este caso, se han empleado termistores.

Los termistores varían su resistencia ante un aumento de la temperatura a la que se encuentran. Esta variación de resistencia no se puede observar de forma directa, pero en un circuito una variación de la resistencia de un elemento conlleva una variación en otras magnitudes eléctricas que sí se pueden medir de forma directa, como son la tensión o la corriente. De hecho, hasta ahora se han estado recogiendo los valores de amplitud de señal que los tags reflejaban tras ser interrogados. El modo de funcionamiento es el siguiente: un termistor se encuentra a una determinada temperatura y presenta una determinada resistencia, el circuito que constituye el tag presenta una resistencia dependiente de la resistencia del termistor y el circuito presenta a su salida una tensión dependiente de su resistencia. Una variación de la temperatura que mide el termistor desencadena una variación en el resto de variables y al final hace que la amplitud que refleje el tag sea diferente.

8.2 Diseño y simulación de un tag RFID con un elemento resistivo a modo de sensor

Para realizar la serie de pruebas que se ha hecho, se ha escogido el diseño uno de los tags vistos con anterioridad, en este caso el tag de dos bits correspondiente al código 00 y se le ha añadido un elemento resistivo que será asociado a un termistor real y cuya caracterización se mostrará posteriormente. El lugar en el que se ha incluido ha sido el final de la línea. Ésta se ha truncado y sus dos nuevos extremos resultantes se han

interconectado por medio de la inclusión de dicho termistor. El esquema se puede ver en la Figura 8.1.

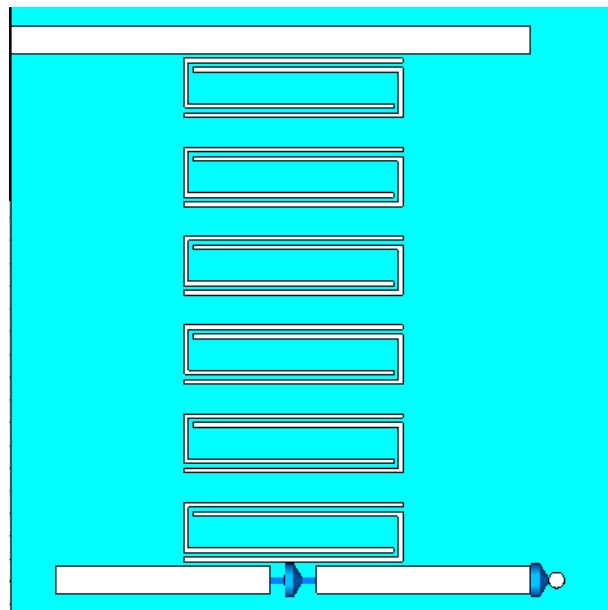


Figura 8.1. Tag con inclusión de sensor resistivo

Lo primero que se ha hecho ha sido una caracterización de la variación de la señal que refleja el tag tras ser iluminado, en función del valor resistivo que se determina para el termistor y que sirve para simular la variación de la temperatura que dicho sensor puede medir. Se han realizado varias simulaciones para hacer un barrido que cubriera un gran abanico de resistencias a modo de prueba. Estos valores cubren dos rangos, un rango de resistencias de pequeños valores de 0.1 a 100Ω , cuyos valores han sido 0.1 , 1 , 10 , 20 , 30 , 40 , 50 , 60 , 70 , 80 , 90 y 100Ω y un segundo rango con valores resistivos mayores 100 , 200 , 300 , 400 , 500 , 600 , 700 , 800 , 900 y 1000Ω .

Como el termistor simulado se ha incluido en el final de la línea, que en un tag de 2 bits como los presentados hasta ahora, corresponde a la posición del segundo pulso del tren que conforma el código de los tags, es la amplitud de este pulso la que se ve modificada. Esto provoca que la decodificación del código leído pueda verse alterada, por lo que sería conveniente que en los tags se incluyera una posición de pulso adicional que se reservara para la determinación de los valores de temperatura leídos por el sensor. En todo caso, en este capítulo sólo se está estudiando la telemedida de temperatura y no la propia identificación.

Como ejemplo de cómo varía la amplitud de la señal reflejada por el tag en función del valor de resistencia que el termistor presenta al final de la línea, se muestra la Figura 8.2, en las que se muestran las curvas para los valores de 1 y 100Ω .

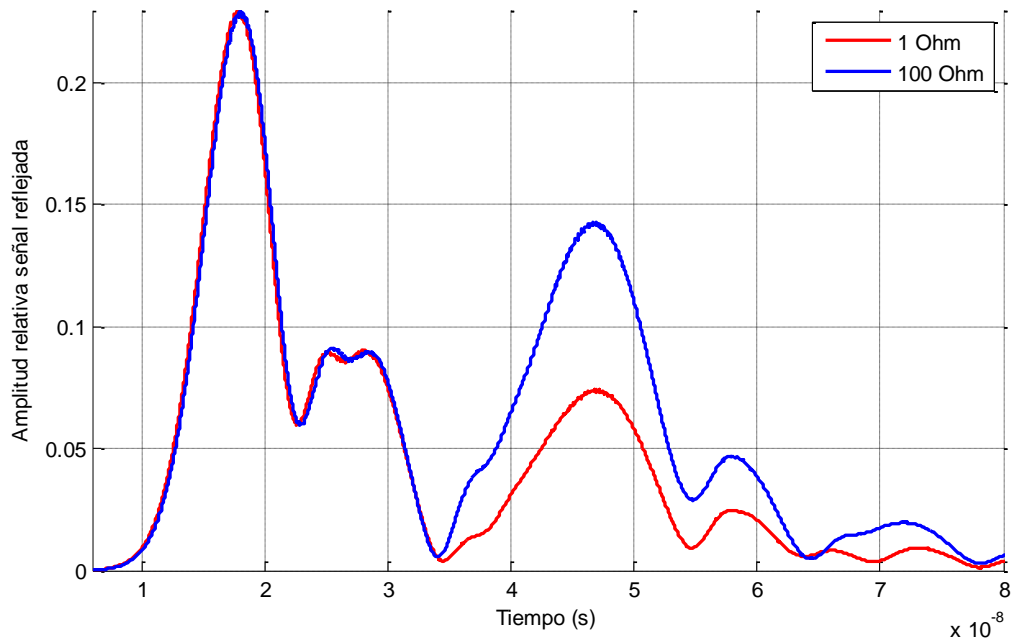


Figura 8.2. Amplitud reflejada en función de la resistencia del termistor I

En la Figura 8.3 se han representado los valores de amplitud relativa máxima que se producen para cada uno de los valores de resistencia que han probado al final de la línea.

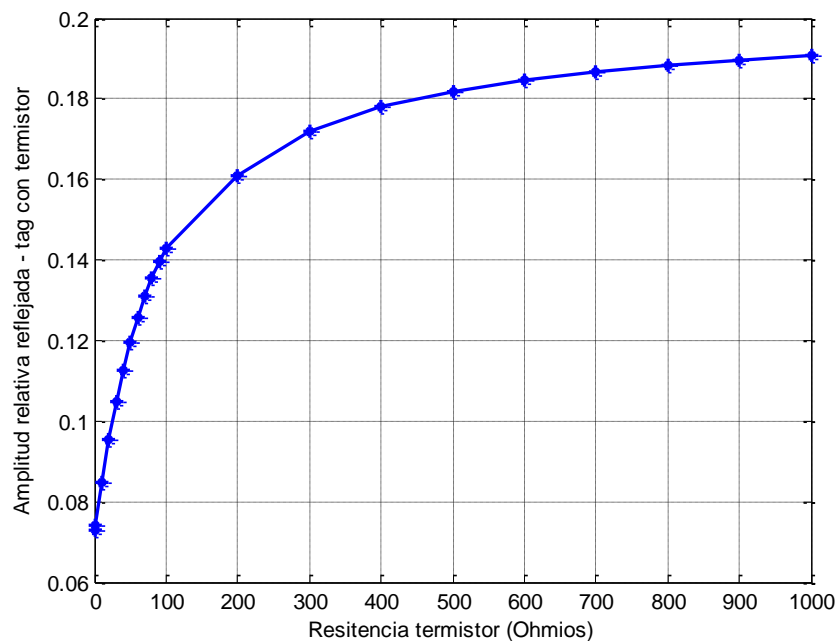


Figura 8.3. Amplitud reflejada en función de la resistencia del termistor II

Es apreciable que la curva de amplitud frente a resistencia que han arrojado las simulaciones sigue una tendencia aproximadamente logarítmica y que en el intervalo de 1 a 100Ω se tiene una evolución relativamente lineal. Por tanto, se ha elegido dicho

intervalo y se ha realizado una aproximación lineal para el comportamiento esperado para estos tags con sensor incorporado.

Siempre que se realiza una aproximación lineal de la curva de un comportamiento que no lo es estrictamente se comete un cierto error. Se presenta en la siguiente Figura 8.4 la curva con los puntos que se han obtenido en las simulaciones frente a la recta a la que se han aproximado. El método de ajuste a una recta ha sido el conocido método de ajuste por mínimos cuadrados. La imagen da una cierta información sobre cómo de buena es la aproximación, pero de forma más rigurosa se comentará cuánto error se paga por asumir la linealidad.

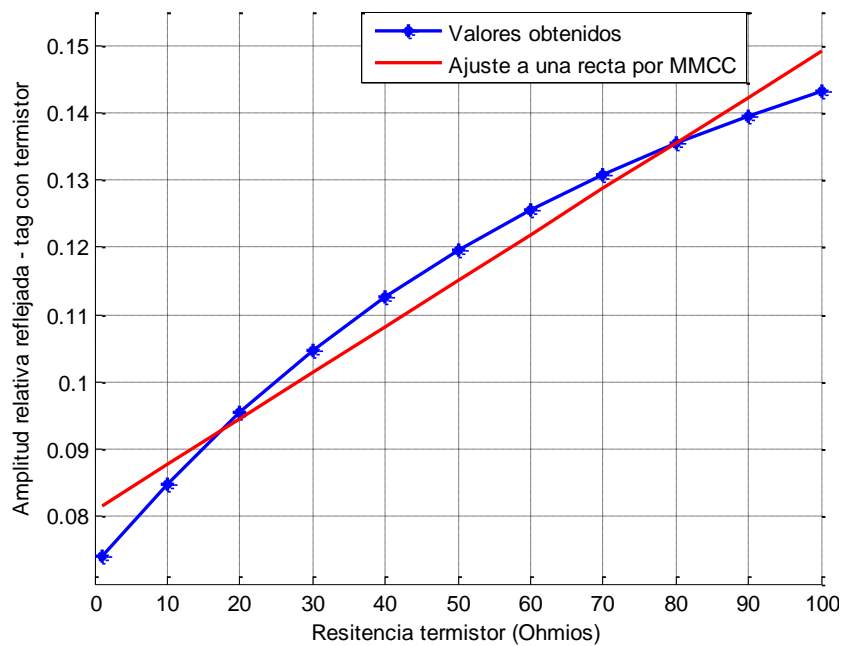


Figura 8.4. Amplitud reflejada en función del termistor en su región lineal

La expresión de la recta a la que se ha aproximado la evolución de la amplitud reflejada en el rango de resistencias que ha sido probado es la siguiente:

$$a = 0.007 \left[\frac{1}{\Omega} \right] R[\Omega] + 0.0808 \quad (22)$$

Donde:

- a es el valor de amplitud de la señal reflejada en unidades relativas (amplitud máxima normalizada a 1)
- R es el valor de resistencia que presenta el termistor acoplado al tag

El valor 0.007 es una constante en unidades de amplitud relativa sobre unidades de resistencia que constituye la sensibilidad del sistema compuesto por la línea y el termistor (tras su aproximación lineal). La sensibilidad da idea sobre cuánto varía la variable que se observa (la amplitud de la señal reflejada) frente a los cambios que se producen en la resistencia del termistor, que a su vez depende de la temperatura a la que se encuentra el dispositivo.

En cuanto al error que se paga al aproximar una curva que no es una línea recta por una que sí lo es, existe el denominado error de linealidad que toma el punto del eje de abscisas en el que se produce la mayor diferencia entre el valor del punto real en el eje de ordenadas y el de la recta de aproximación, la pondera respecto al fondo de escala (máximo valor del rango en el eje de ordenadas) y la escala para dar el valor el términos porcentuales. La expresión para dicho cálculo es la siguiente:

$$el = \frac{\max\{|resultados - recta_{MMCC}|\}}{\max(resultados)} 100\% \quad (23)$$

Realizando el cálculo para este caso, se ha obtenido un error de linealidad del 5.17% aproximadamente.

8.3 Caracterización de un termistor comercial para su integración con un tag RFID

Una vez que se ha simulado el comportamiento de un tag RFID junto con un elemento resistivo cuya resistencia se ha ido variando para ver el efecto que producía en la amplitud de la señal reflejada, se procede a analizar el comportamiento de un termistor comercial que varía su resistencia en función de la temperatura y su posible adecuación al sistema completo. Para ello se han utilizado los datos de las hojas de catálogo de los termistores de *muRata* [41], en particular de la serie 0402 debido a su pequeño tamaño (que favorece la integración con los pequeños circuitos microstrip presentados) y la gran variedad valores de resistencia que ofrece.

En sus hojas de características se encuentra la expresión que modela la variación de la resistencia que presentan sus termistores en función de la temperatura a la que se ven sometidos. Dicha expresión es de forma exponencial decreciente (se trata de un sensor NTC y por tanto disminuye su resistencia al aumentar la temperatura) y es la siguiente:

$$R(T) = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (24)$$

Donde:

- $R(T)$ es el valor de resistencia en Ohmios que presenta el termistor a temperatura T en Kelvin
- R_0 es el valor de resistencia en Ohmios que presenta el termistor a temperatura de referencia T_0 , que en este caso es de 298.15K (25°C)
- B es una constante en Kelvin característica del termistor correspondiente

Se ha representado la curva de resistencia frente a temperatura de uno de los termistores de la lista del catálogo mencionado para una mejor visualización de su comportamiento. Se muestra en la Figura 8.5.

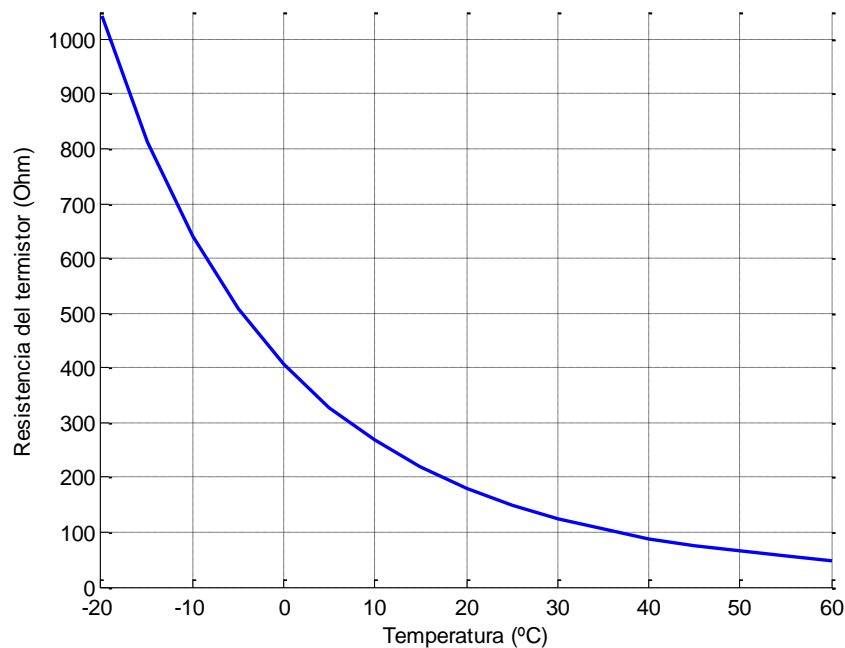


Figura 8.5. Curva característica de un termistor NTC

Se puede comprobar que este termistor en concreto no sería adecuado para el sistema propuesto, pues sus valores de resistencia dentro del rango que se han determinado previamente (1 a 100Ω) no están contenidos dentro de un rango de temperatura ambiente típico, aunque eso depende de la aplicación en el que se vaya a implementar el diseño.

Lo que se ha hecho ha sido escoger un rango de temperatura de entre -10 y 40°C como valores típicos de temperatura y se ha representado la curva característica de resistencia frente a temperatura de termistores con diferentes resistencias a temperatura de referencia, en este caso de 22, 33, 47, 68, 100 y 150Ω para seleccionar uno que se adecue al sistema presentado. Las curvas que presentan son las mostradas en la Figura 8.6.

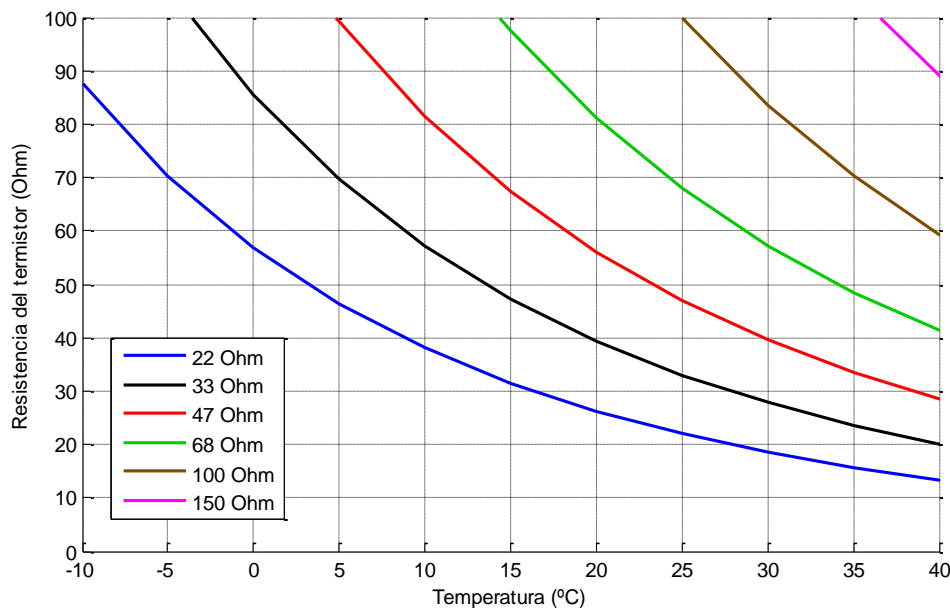


Figura 8.6. Resistencia frente a temperatura para diferentes termistores

A la vista de la imagen se puede concluir que los termistores de resistencia a temperatura de referencia más baja son los más adecuados para este caso, pues cubren buena parte del rango deseado, tanto de temperatura como de resistencia. En este caso se ha optado por el termistor con $R_0 = 33\Omega$.

Como se ha mencionado, la curva característica de estos termistores es de tipo exponencial decreciente, pero de forma local se puede tener un rango de temperatura relativamente importante en el que dicha curva pueda ser aproximada de forma lineal. Tras algunas pruebas se ha tomado como ejemplo un rango que cubre de 0 a 25°C , pues puede tratarse de un rango de temperatura ambiente relativamente típico. Cabe destacar también que como en este caso se tiene la expresión matemática que rige el comportamiento del termistor, no sería necesario aproximarlos de forma lineal, pues se podrían determinar las relaciones entrada-salida de forma analítica sin mucha dificultad, pero en este caso se ha hecho así por simplificar.

En la Figura 8.7 se presenta la curva del comportamiento real del termistor y la recta a la que ha sido aproximado.

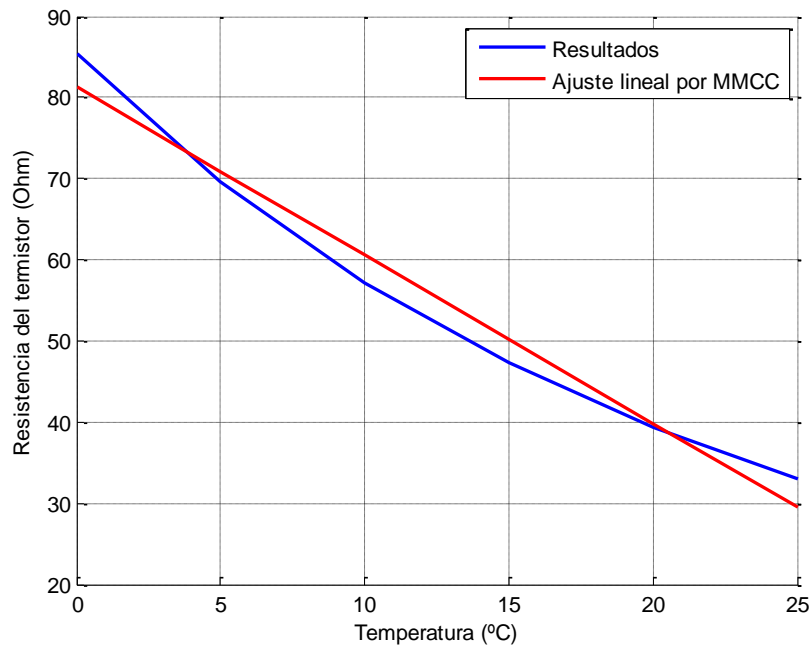


Figura 8.7. Variación de resistencia para el termistor y rango de temperatura elegidos

La aproximación de la curva a la recta presentada permite tener una expresión analítica lineal que prediga de forma aproximada el comportamiento del termistor seleccionado, esto es, dada una temperatura ambiente su valor esperado de resistencia. La expresión es la que sigue:

$$R = -2.075 \left[\frac{\Omega}{^{\circ}C} \right] T[^{\circ}C] + 81.295[\Omega] \quad (25)$$

Donde:

- R es el valor de resistencia que presenta el termistor
- T es el valor de temperatura a la que está sometido el termistor

El valor -2.075 es una constante en unidades de resistencia sobre unidades de temperatura que constituye la sensibilidad del termistor, tras su aproximación lineal y que da idea sobre cuánto varía la resistencia que presenta dicho dispositivo frente a la temperatura del espacio en el que se encuentre. En este caso, el error de linealidad es del 4.88%

Finalmente, uniendo las expresiones lineales aproximadas para la variación de la amplitud de la señal reflejada por tag con el sensor en función de la resistencia del termistor y de la variación de la resistencia que éste presenta en función de la temperatura ambiente a la que se encuentra, se extrae la expresión lineal que relaciona la variación de amplitud de señal recogida con la temperatura.

Por tanto, realizando un tratamiento de la información de la amplitud recibida se puede leer de forma aproximada la temperatura a la que se encuentra un objeto monitorizado y extraer su identidad a partir de su integración con uno de estos pares tag–sensor de forma remota. La expresión resultante queda de la siguiente manera:

$$a = 0.007 \left[\frac{1}{\Omega} \right] R[\Omega] + 0.0808 = 0.007 \left[\frac{1}{\Omega} \right] \left\{ -2.075 \left[\frac{\Omega}{^{\circ}C} \right] T[^{\circ}C] + 81.295[\Omega] \right\} \quad (26)$$

$$a = -0.0145 \left[\frac{1}{^{\circ}C} \right] T[C] + 0.6499 \quad (27)$$

Donde:

- a es el valor de amplitud de la señal reflejada en unidades relativas (amplitud máxima normalizada a 1)
- $T[^{\circ}C]$ es el valor de temperatura ambiente en la que se encuentra el tag

El valor -0.0145 es una constante en unidades de amplitud relativa sobre unidades de temperatura que constituye la sensibilidad del tag más el sensor, tras su aproximación lineal y que da idea sobre cuánto varía la amplitud que refleja frente a una variación en la temperatura del espacio en el que se encuentre el objeto monitorizado. Se puede considerar como la sensibilidad total del sistema. El error de linealidad total se calcula como la suma del propio error de linealidad que se comete por la asunción de a como lineal más el error de linealidad que se comente en el cálculo de R multiplicado por su peso en la expresión final (0.007). Por tanto, se tiene un error de linealidad total de:

$$el_{total} = 4.88 + 5.17 * 0.007 = 4.92\% \quad (28)$$

Realizando una representación de esta expresión para los valores de temperatura que se han indicado y para los que se ha realizado el diseño, se tiene el resultado mostrado en la Figura 8.8.

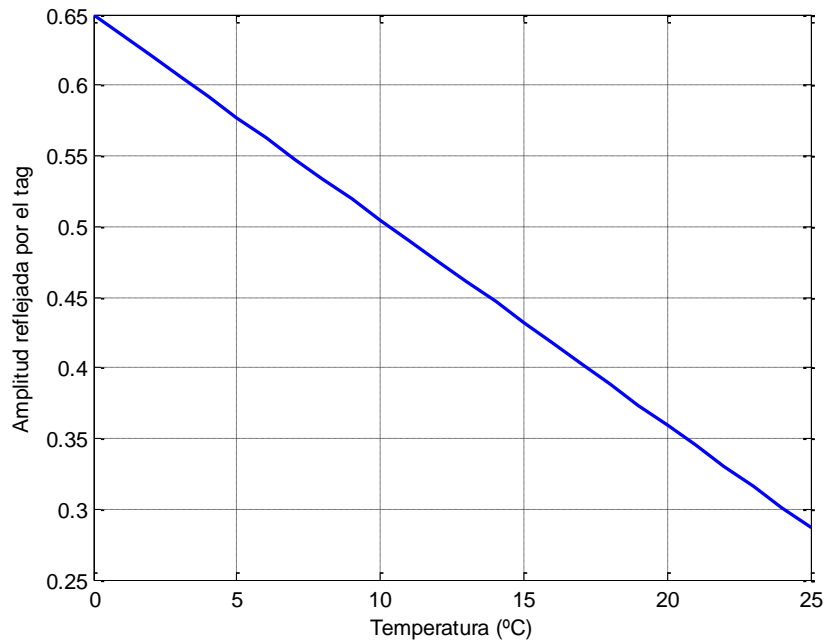


Figura 8.8. Amplitud reflejada por el tag en función de la temperatura

8.4 Conclusiones

- Se ha planteado la posibilidad de realizar diseños para sistemas RFID que aporten un valor añadido respecto a los clásicos sistemas de códigos de barras para la identificación automática de objetos y puedan suponer una ventaja competitiva respecto a éstos, ya que en términos de coste es complicado.
- Se ha propuesto una solución consistente en integrar sensores pasivos en los propios tags de forma que provoquen un cambio en la señal que reflejan. Esto es posible debido a que un sensor pasivo es capaz de variar alguna de sus características eléctricas en función la variación de alguna magnitud física del entorno. De esta forma se podría tener un sistema de identificación por radiofrecuencia con una función de telemetría de las características ambientales del entorno en el que se encuentran los objetos monitorizados.
- Se ha propuesto incluir un sensor de temperatura de tipo resistivo. Para ello se ha diseñado y simulado un tag RFID con la integración de un resistor que permitiera analizar la variación en la señal reflejada con el valor de resistencia de dicho elemento. Esta variación se ha podido linealizar con un error de linealidad del 5.17%.

- Se ha buscado un termistor comercial cuyos valores de resistencia se pudieran mapear al rango de respuesta semilineal mencionado en el punto anterior. De esta forma se ha podido simular la variación de la amplitud de la señal reflejada por el tag con la temperatura a la que se ve sometido el termistor. La variación de resistencia del termistor con la temperatura se ha podido linealizar en el rango local de $[0-25]^{\circ}\text{C}$ con un error de linealidad del 4.88%.
- La variación final que se quiere obtener, es decir, la de la amplitud de la señal reflejada con el valor de temperatura a la que se encuentra el termistor y, por extensión, el tag y el objeto monitorizado por éste, se ha podido linealizar con un error de linealidad total del 4.92%.

Bibliografía

- [1] Preradovic, S., & Karmakar, N. C. (2010). Chipless RFID: bar code of the future. *IEEE Microwave Magazine*, 7(11), 87-97.
- [2] Dobkin, D. M. (2012). *The RF in RFID: UHF RFID in Practice*. Newnes.
- [3] Nath, B., Reynolds, F., & Want, R. (2006). RFID technology and applications. *IEEE Pervasive Computing*, (1), 22-24.
- [4] Dora, D. C., Balasubramanian, P., & Beula, C. C. (2013). RFID application in library management. *Library Progress (International)*, 33(2), 267-275.
- [5] Aruna, S., Nandi, M., & Vani, G. G. (2014). A Preliminary Study on RFID Library Management System. *Automation and Autonomous System*, 6(3), 98-101.
- [6] Finkenzeller, K. (1999). *RFID Handbook: Radio-frequency identification fundamentals and applications*. Wiley.
- [7] Kaiser, U., & Steinhagen, W. (1995). A low-power transponder IC for high-performance identification systems. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 30(3), 306-310.
- [8] Zhang, T., Ouyang, Y., & He, Y. (2008). Traceable Air Baggage Handling System Based on RFID Tags in the Airport. *JTAER*, 3(1), 106-115.
- [9] Collins, J. (2004). Alien cuts tag price. *RFID Journal*, [www. rfidjournal. com/article/articleview/857/1/1](http://www.rfidjournal.com/article/articleview/857/1/1), 12, 2011.
- [10] Harrop, D. P., Das, R., & Holland, G. (2006). *Item Level RFID Forecasts, Technology, Standards*. IDTechEx Technical Report.
- [11] Chamarti, A., & Varahramyan, K. (2006). Transmission delay line based ID generation circuit for RFID applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 16(11), 588-590.
- [12] Vemagiri, J., Chamarti, A., Agarwal, M., & Varahramyan, K. (2007). Transmission line delay-based radio frequency identification (RFID) tag. *Microwave and optical technology letters*, 49(8), 1900-1904.
- [13] Shrestha, S., Vemagiri, J., Agarwal, M., & Varahramyan, K. (2007). Transmission line reflection and delay-based ID generation scheme for RFID and other applications. *International Journal of Radio Frequency Identification Technology and Applications*, 1(4), 401-416.

- [14] Das, R. (2006). Chipless RFID—The end game. IDTechEx internet article, February.
- [15] Collins, J. (2004). RFID fibers for secure applications. RFIJ Journal, 26.
- [16] Jalaly, I., & Robertson, I. D. (2005). RF barcodes using multiple frequency bands. In IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Vol. 1, pp. 139-142). Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [17] Rao, K. S., Nikitin, P. V., & Lam, S. F. (2005). Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 53(12), 3870-3876.
- [18] Smith, D. R., & Kroll, N. (2000). Negative refractive index in left-handed materials. *Physical Review Letters*, 85(14), 2933.
- [19] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84(18), 4184.
- [20] Herraiz Martínez, F. J. (2010). Metamaterial-loaded printed antennas: design and application. Tesis doctoral, UC3M.
- [21] Freire, M. J., Marques, R., Medina, F., Laso, M. A. G., & Martin, F. (2004). Planar magnetoinductive wave transducers: Theory and applications. *Applied physics letters*, 85(19), 4439-4441.
- [22] Shamonina, E., Kalinin, V. A., Ringhofer, K. H., & Solymar, L. (2002). Magneto-inductive waveguide. *Electronics letters*, 38(8), 371-373.
- [23] Sodha, M. S., & Srivastava, N. C. (1981). *Microwave propagation in ferrimagnetics* (Vol. 266). New York: Plenum Press.
- [24] Kabos, P., & Stalmachov, V. S. (2012). *Magnetostatic waves and their application*. Springer Science & Business Media.
- [25] Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 47(11), 2075-2084.
- [26] Baena, J. D., Bonache, J., Martín, F., Marqués, R., Falcone, F., Lopetegi & García, J. (2005). I Gil, M. Flores-Portillo, and M. Sorolla, Equivalent circuit models for split ring resonators and complementary split rings resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 53, 1451-1461.
- [27] Marqués, R., Medina, F., & Rafii-El-Idrissi, R. (2002). Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials. *Physical Review B*, 65(14), 144440.

- [28] Marqués, R., Mesa, F., Martel, J., & Medina, F. (2003). Comparative analysis of edge-and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design-theory and experiments. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*,51(10), 2572-2581.
- [29] Bahl, I. J., & Bhartia, P. (2003). *Microwave solid state circuit design*. John Wiley & Sons.
- [30] Herraiz-Martínez, F. J., Paredes, F., Zamora Gonzalez, G., Martin, F., & Bonache, J. (2012). Printed magnetoinductive-wave (MIW) delay lines for chipless RFID applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*,60(11), 5075-5082.
- [31] Cardama, Á., Jofre, L., Rius, J. M., Romeu, J., Blanch, S., & Ferrando, M. (2002). *Antenas*. Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya.
- [32] Gómez-Esteban González, P. (2005). Las ecuaciones de Maxwell. [Online]. Available: <http://www.etnassoft.com/biblioteca/las-ecuaciones-de-maxwell/>
- [33] Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory: analysis and design* (Vol. 1). John Wiley & Sons.
- [34] muRata, NTC Thermistors datasheet. [Online]. Available: <http://www.murata.com/~media/webrenewal/support/library/catalog/products/thermistor/ntc/r44e.ashx>